CANMET

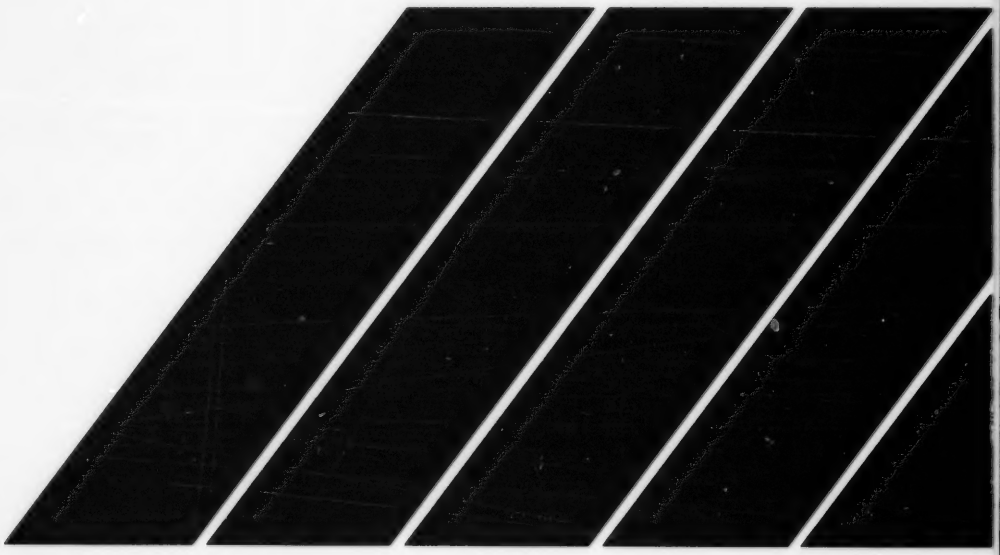
Canada Centre for Mineral and Energy Technology

Centre canadien de la technologie des minéraux et de l'énergie

Efficiency and Alternative Energy Technology Branch

Direction de la technologie de l'efficacité énergétique et des énergies de remplacement

DEVELOPPEMENT D'UN CONVERTISSEUR
CC-CA DE PUISSANCE 5 kW



Energy, Mines and Resources Canada
Énergie, Mines et Ressources Canada

Canada

THE ENERGY OF OUR RESOURCES · THE POWER OF OUR IDEAS

L'ENERGIE DE NOS RESSOURCES · NOTRE FORCE CREATRICE

91-01344/

DEVELOPPEMENT D'UN CONVERTISSEUR CC-CA DE PUISSANCE 5 kW

PRÉPARÉ POUR LA :

Direction de la technologie de l'efficacité énergétique
et des énergies de remplacement
Énergie, Mines et Ressources Canada
Ottawa (Ontario)
Mars, 1990

PRÉPARÉ PAR :

Département d'ingénierie
Université du Québec à Trois-Rivières
C.P. 500
Trois-Rivières, Qué.
G9A 5H7

AUTORITÉ SCIENTIFIQUE :

Jimmy Royer
Direction de la technologie de l'efficacité
énergétique et des énergies de remplacement
Énergie, Mines et Ressources Canada
580, rue Booth
Ottawa (Ontario)
K1A 0E4

141 pp

MICROMEDIA

CITATION

Al-Haddad, K. Développement d'un convertisseur CC-CA de puissance 5 kW. Direction de la technologie de l'efficacité énergétique et des énergies de remplacement, Énergie, Mines et Ressources Canada, Ottawa (Ontario) 1990 (123 pp.)

Pour obtenir des exemplaires du présent rapport s'adresser à la :

Direction de la technologie de l'efficacité énergétique
et des énergies de remplacement
Énergie, Mines et Ressources Canada
580, rue Booth
Ottawa (Ontario)
K1A 0E4

ou

Division des services bibliothèque et de
documentation
CANMET
Énergie, Mines et Ressources Canada
562, rue Booth
Ottawa (Ontario)
K1A 0G1

NOTE

Le présent rapport est diffusé à titre documentaire uniquement. Il ne traduit pas nécessairement l'opinion du gouvernement du Canada et ne constitue pas une recommendation d'aucun produit commercial ou d'aucune personne. Ni le Canada, ni ses ministres, agents, employés ou manadataires ne donnent de garantie à l'égard du présent rapport et n'assument aucune responsabilité liée au présent rapport.

Ce projet a été financé à une contribution du Bureau de recherche et développement énergétiques d'Énergie, Mines et Ressources Canada.

© Ministre des Approvisionnements et Services Canada 1990
N° de catalogue M91-7/115-1990F
ISBN 0-662-96370-9

REMERCIEMENT

L'auteur voudrait remercier le **Conseil National de recherche du Canada** pour les appareillages qui ont permis de tester le prototype développé au laboratoire.

L'auteur voudrait remercier L'INRS énergie et plus précisément Dr. **Fernand Rheault et Dr Benoit Jean** pour leur support et leur collaboration pour gérer ce projet.

Je voudrai remercier également Monsieur **Rachid Chaffai** étudiant à la maîtrise en électronique industrielle à l'Université du Québec à Trois-Rivières pour sa collaboration et son implication dans le projet.

Mes remerciements s'adressent également à **Dr.V.Rajagopalan** Professeur à l'Université du Québec à Trois-Rivières pour sa contribution à ce projet ainsi qu'à **J.J. Lemay** et **Michel Clément** du service de Finance, **Jacque Poisson et Mme. Louise Lepage** du département d'ingénierie

L'auteur voudrait remercier également **Monsieur Jimmy** Royer du Ministère de l'énergie Mines et ressources du Canada pour ses conseils, sa disponibilité et son support.

RÉSUMÉ

L'objectif de ce travail est de concevoir un onduleur statique à rendement élevé utilisant des nouvelles technologies. Cet onduleur fonctionne comme interface entre les panneaux solaires et le réseau de distribution électrique (fonctionnement en mode non autonome) ou bien entre les panneaux solaires et la charge dans le cas où le réseau tombe en panne (fonctionnement en mode autonome).

La capacité de l'onduleur est de 5 kW (tension sinusoïdale à valeur efficace RMS de 120 volts à 45 ampères). Cette puissance répond aux normes adoptées pour les résidences alimentées par les cellules solaires.

Les convertisseurs cc-ca ou onduleurs occupent aune place importante sur le marché des sources d'alimentation. Ils font généralement appel à la technologie du thyristor, dont la robustesse est la principale qualité, mais dont le problème du poids et de l'encombrement est important. Certaines sources d'alimentations utilisent la technologie du transistor bipolaire, où la technique de modulation la plus usité pour fabriquer une onde sinusoïdale est généralement la modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou bien le contrôle par hystérèsis.

Ces méthodes de contrôles d'ondes offrent des performances moyennes, la qualité du signal sinusoïdal n'est que passablement acceptable et il y a beaucoup des pertes par commutation. Pour remédier au problème des pertes nous avons utilisé une fréquence relativement basse (5-15 kHz), même si la qualité du signal sinusoïdal à la sortie est meilleure lorsque la fréquence de l'onde porteuse est élevée. Un compromis a été atteint entre le rendement et le distortion harmonique du signal.

Pour remédier aux problèmes des onduleurs existants, nous avons utilisé une nouvelle technologie de semiconducteurs soit le COMFET (interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture), et pour profiter de la robustesse du thyristor nous avons utilisé cet interrupteur comme un thyristor adapté pour la haute fréquence.

L'utilisation de cet interrupteur nous a permis de fonctionner à fréquence élevée, ce qui a permis de réduire le poids et le volume des filtres et des transformateurs. Or, le fonctionnement à fréquence élevée est incompatible avec un rendement élevé. Pour remédier à ce problème, un champ électrique a été créé autour de ces interrupteurs de façon à ce que les pertes par commutation deviennent négligeables. Les interrupteurs sont également fermés à tension nulle et à courant nul. L'onduleur obtient donc une performance élevée.

La principale fonction de ce convertisseur cc-ca est de transformer en courant alternatif l'énergie fournie par les cellules photovoltaïques sous forme de courant continu. La tension produite par les cellules photovoltaïques varie en fonction de l'ensoleillement. Pour tester le prototype réalisé en laboratoire, nous avons utilisé les équipements du Conseil National de recherche du Canada pour simuler un système photovoltaïques. La puissance maximum injectée dans le réseau par le prototype a été de 2.5 kW. Le taux de distorsion harmonique est très faible; inférieur à 0.1 % et le rendement mesuré à la puissance nominale est de 92 %. Le facteur de puissance est de 1, le circuit de commande est du type analogique et la structure choisie permet le fonctionnement en boucle ouverte.

Due aux difficultés à trouver dans un délai raisonnable des interrupteurs capable de délivrer une puissance de 5 kW, la puissance de l'unité que nous avons conçue a été limitée à 2.5 kW. Les résultats des travaux de recherche que nous avons obtenus sont encouragants, nous croyons fortement que ce travail devrait continuer pour compléter l'unité de 5 kW monophasé et implanter un circuit d'asservissement complètement numérique utilisant un microcontrôleur. Le développement d'un convertisseur triphasé à notre avis est une nécessité future car un tel convertisseur n'existe pas actuellement sur le marché.

Dans le cadre de ce projet, un bras d'onduleur fonctionnant sur le principe de MLI résonnant [1] a également été mis au point. Ce bras est capable d'opérer à haute fréquence avec un rendement élevé. Il est muni d'une logique de commande qui lui confère une sûreté de fonctionnement accrue. Il sera eventuellement utilisé pour concevoir un convertisseur cc-ca triphasé.

SUMMARY

The purpose of this project was to design a high-performance static inverter with the use of a new technology. This inverter acts as an interface between solar panels and the electric power supply system (external inverter operation), or between solar panels and the user if the system breaks down (self-contained operation).

The power capacity of the conversion unit is 5 kW (sinusoidal voltage with root mean square value of 120 volts and effective current of 45 amperes). This power level meets the standards established for residential power supply by solar cells.

DC-AC inverters are important items in the power supply market. They are generally powered by steady direct-current voltage. These inverters typically apply thyristor technology, which features sturdiness, but weight and bulkiness are major problems. Some power sources employ bipolar transistor technology, in which pulse-width modulation (PWM) or control by hysteresis are the modulation techniques usually used to generate sinusoidal waves.

These control methods exhibit average performance; the quality of the sinusoidal signal is only acceptable. The main drawback to these inverters is dynamic loss. In order to correct this problem, we have employed relatively low frequency (5-15 kHz); however, to improve the quality of the sinusoidal wave, the frequency of the signal wave must be increased. A balance between performance and harmonic distortion of the signal must also be achieved.

In order to address the problems of existing inverters, we employed a new semiconductor technology called "COMFET", which features a control switch at both ends. We have used this switch as a thyristor adapted for high frequency in order to take advantage of the sturdiness of the thyristor.

The use of this switch has allowed operation at high frequency, enabling a reduction in weight and volume of the filters and transformers. However, high-frequency operation is incompatible with high performance. To correct this problem, a field that is proportional to the frequency was created around the switches to minimize loss. The switches are turned off at zero voltage and zero current. A high-performance inverter has been designed.

The main function of the inverter is to convert direct current electricity produced by the photovoltaic cells into

alternating current electricity. Voltage varies from the PV cells depending on sunlight intensity. Photovoltaic simulation equipment at the National Research Council of Canada was employed to test the prototype. The maximum power level fed into the system by the prototype was 2.5 kW. The harmonic distortion factor was very low, less than 0.1%, and the rated power performance was 92%. The power factor is one, the control circuit is analogic, and the structure allows for open-loop operation.

Because it was difficult to develop time switches capable of supplying 5 kW within a reasonable time period, the unit was limited to 2.5 kW. However, the findings from this project are encouraging. We firmly believe this research should be continued so a 5 kW single-phase unit can be designed, and a completely digital servo circuit using a micro-controller can be developed. In our opinion, the development of a three-phase inverter will eventually become necessary, since inverters of this type are not currently available on the market.

As a result of this project, we have also perfected a wave generator arm that operates on the principle of audible PWM [1], and is capable of high performance at high frequencies. This arm is equipped with control logic which increases operational safety. It will eventually be used in the design of a three-phase DC-AC inverter.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENT II
RESUME III
EXECUTIVE SUMMARY V
LISTE DES FIGURES VIII
LISTE DES TABLEAUX X
OBJECTIFS XI
METHODOLOGIE XII
ETUDES DES DIFFERENTES STRUCTURES XIV

I. INTRODUCTION 1

II. ETUDE DE CONVERTISSEUR 3
2.1 Introduction 3
2.2 Choix de la topologie 4
2.3 Description du convertisseur 5
2.4 Hypothèses simplificatrices 5
2.5 Modes de fonctionnement 5
2.5 Séquences de fonctionnement (fs < fr) 6
2.6 Etude analytico-graphique (fs < fr) 9
2.6.1 Plan de phase (0.5 fr < fs < fr) 12
2.5.2 Plan de phase (fs < fr/2) 18
2.7 Séquences de fonctionnement (fr > fs) 23
2.8 Etude analytico-graphique (fr < fs) 26
2.8.1 Plan de phase (fr < fs) 27

III. RESULTATS DES SIMULATIONS POUR LE REGIME PERMANENT 34

IV. ANALYSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA STRUCTURE 39
Modèle pour (fsN < 1) 40
Modèle pour (fsN > 1) 53
Résultats des simulations pour le régime dynamique 66

V. DIMENSIONNEMENT (fs < fr/2) 69

VI. CHOIX DE L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE 72

VII. REALISATIONS PRATIQUE 80

VIII RESULTATS EXPERIMENTAUX 90

LISTE DES FIGURES

1.1. Schéma d'un convertiseur à résonance série avec sortie en cascade utilisant des interrupteurs bidirectionnel en courant XII
1.2. Schéma d'un convertiseur à double résonance, configuration en pont complet XIII
1.3 Schéma d'un convertiseur à double résonance, configuration en demi-pont XIII
1.4. Schéma d'un convertisseur à double résonance, structure différencielle non réversible XIV
2.1 Convertisseur à résonance série 3
2.2 Convertisseur à raisonance parallèle 3
2.3 1ère séquence de fonctionnement (fs < fr) 7
2.4 2ème séquence de fonctionnement (fs < fr) 7
2.5 3ème séquence de fonctionnement (fs < fr) 8
2.6 4ème séquence de fonctionnement (fs < fr) 8
2.7 Circuit équivalent global (fs < fr) 9
2.8 Plan de phase (0.5 < fs < fr) 13
2.9 Plan de phase (fs < fr/2) 19
2.10 1ère séquence de fonctionnement (fr < fs) 24
2.11 2ème séquence de fonctionnement (fr < fs) 24
2.12 3ème séquence de fonctionnement (fr < fs) 25
2.13 4ème séquence de fonctionnement (fr < fs) 25
2.14 Circuit équivalent global (fr < fs) 26
2.15 Plan de phase (fr < fs) 26
3.1 Tension de sortie Vs fréquence de fonctionnement 34
3.2 Courant moyen à la charge Vs la fréquence (fs < fr) 35
3.3 Courant moyen à la charge Vs la fréqunce (fr < fs) 35
3.5 Courant max. dans LC Vs la fréquence (fs < fr) 36
3.6 Courant max. dans LC Vs la fréquence (fr < fs) 36
37 Courant max. dans les diodes Vs la fréquence (fs < fr) 37
3.8 Courant max. dans les diodes Vs la fréquence (fr < fs) 37
3.9 Tension aux bornes de C Vs la fréquence (fs < fr) 38

3.10 Tension aux bornes de C Vs la fréquence (fr < fs) 38
3.11 Courant et tension dans le circuit résonnant (fs < fr/2) 38
3.12 Courant et tension dans LC (CHARGE MAXIMALE) (fs < fr/2) 38
3.13 Courants dans LC, les interrupteurs et les diodes 38
3.14 Courant et tension d'un interrupteur 38
4.1 Gain statique de la fonction de transfert VON/FSN 66
4.2 Diagramme de Bode, gain Vs fréquence (fSN < 1) 67
4.3 Diagramme de Bode, phase Vs fréquence (fSN < 1) 67
4.4 Diagramme de Bode, gain Vs fréquence (fSN > 1) 68
4.5 Diagramme de Bode, phase Vs fréquence (fSN > 1) 68
6.1 Circuit équivalent et structure d'une cellule (COMFET) 74
6.2 Caractéristiques statiques de sortie du COMFET 75
6.3 VDS(ON) Vs la température de la jonction pour diifférents ID 76
6.4 Caractéristiques dynamiques du COMFET 77
7.1 Unité de puissance 80
7.2 Carte d'interface pour le convertisseur à raisonance série (H.F) 82
7.3 Chronogramme du circuit d'interface pour le convertisseur 82
7.4 Circuit d'attaque de gâchette pour le convertisseur résonnant 83
7.5 Carte d'interface pour le commutateur de courant (B.F) 84
7.6 Chronogramme du circuit d'interface pour le commutateur 85
7.7 Régulateur à hytérésis 86
7.8 Régulateur proportionnel intégral 86
7.9 Circuit pour former la reférence 87
7.10 Circuit de mesure du courant (B.F) 88
7.11 Diagramme de la boucle fermée 89
8.1 Courant et tension aux bornes d'un interrupteur 92
8.2 Courant dans un interrupteur ainsi que dans sa diode antiparallèle 93
8.3 Courant dans un interrupteur et tension aux bornes de la gachette 93
8.4 Courant et tension aux bornes aux bornes d'une diode 94
8.5 Plan de phase pour charge intermédiaire 94
8.6 Courant et tension dans le circuit résonant pour la pleine charge 95
8.7 Courant et tension dans LC pour un court-circuit de la charge 95
8.8 Courant redresse après le pont des diodes 96
8.9 Courant dans le circuit oscillant modulé en fréquence 96
8.10 Tension et courant injecté dans le réseau pour la pleine charge 97
8.11 Spectre d'amplitude du courant dans le réseau de distribution 97
A.1 Plan de phase (fSN < 1) 101
A.1 Plan de phase (fSN > 1) 105
C.1 circuit et données pour ATOSEC5 111

LISTE DE TABLEAUX

2.1 Interrupteur en conduction Vs tension équivalente (fs < fr)	9
2.2 Intervalle de temps Vs centres et rayons (0.5 fr < fs < fr)	13
2.3 Intervalle de temps Vs centres et rayons (fs < fr/2)	26
2.4 Interrupteurs en conduction Vs tension équivalente (fr < fs)	26
2.5 Intervalle de temps Vs centres et rayons (fr < fs)	29

-- **OBJECTIFS:**

Développer un prototype industriel de source d'alimentation CC-CA monophasé de 5kW. Cette source devrait répondre aux normes recommandées par Sandia National Laboratories E.U [2].

L'objectif est de concevoir un nouveau design utilisant des technologies de pointe et pouvant facilement être commercialisé.

Capacité de la source d'alimentation

*Tension nominale des cellules photovoltaïques	200 Vdc
*Tension transitoire maximale	400 Vdc
* Tension d'opération	160 V à 240Vdc
*Tension de sortie	120V; + 10%; - 15%
*Fréquence de sortie	60Hz + 1 Hz
*Rendement	> 90% à pleine charge
	> 80% à mi-puissance
*Distorsion harmonique de chacune des harmoniques	< 3%
*Distorsion harmonique totale	< 5%

-Une grande attention sera portée sur l'utilisation des composants afin d'augmenter la fiabilité du système et de minimiser les coûts, poids et volume.

-Absence de transformateur et de filtre 60 Hz ce qui diminue le coût et augmente la puissance massique.

-Les fréquences de fonctionnement sont supérieures aux fréquences audibles (> 20 kHz).

-Les émissions d'interférences électromagnétiques (EMI) et d'interférences radiofréquences (RFI) sont minimisées au maximum.

METHODOLOGIE

La principale fonction de l'unité de conversion à concevoir est de transformer en courant alternatif l'énergie fournie par les cellules photovoltaïques sous forme de courant continu dont l'amplitude de la tension varie en fonction de l'ensoleillement. Dans le but de répondre au cahier de charge nous avons abordé le problème de la façon suivante:

1-Recherche de la structure d'un convertisseur courant continu-courant alternatif qui permet de réaliser cette fonction. Ce convertisseur devrait avoir les caractéristiques de sortie en source de courant quelque soit la variation de la charge (le réseau). Il devrait fonctionner à fréquence élevée (dans le but de minimiser le poids et l'encombrement des composants réactifs), et utiliser le principe de la commutation douce pour avoir un rendement élevé. Pour cela, différentes structures de convertisseurs à résonance ont été étudiés.

2- Choix de la structure finale qui semblait prometteur pour l'application. Le convertisseur choisi est du type monophasé utilisant un étage haute fréquence à résonance série qui permet la commutation douce des interrupteurs.

3- Etude des caractéristiques statiques et dynamique de la structure. Pour cela nous avons utilisé des hypothèses simplificatrices qui ont permis d'adopter la méthode d'étude dans le plan d'état. Un programme de simulation dédié a été développé et le portrait robot du convertisseur est décrit en régime permanent.

4- Développement d'une méthode de dimensionnement qui a permis d'optimiser le choix des composants semiconducteurs de puissance, des élements réactifs, des filtres d'entrée et de sortie.

5- Etude et modélisation en petit signal de l'ensemble convertisseur-charge. Cette méthode permet de connaître le comportement du convertisseur en régime dynamique et ceci pour des faibles perturbations (de la charge ou bien du signal de commande) autour d'un point d'opération donné. Elle permet aussi de déterminer les variations du gain et de la fréquence de coupure en fonction de la fréquence de perturbation. Un circuit de régulation est alors calculé pour obtenir les performances désirées.

6- Réalisation expérimentale de la partie puissance (le convertisseur) et de la partie commande (les circuits de commande et de contrôle).

7- Essais sur le montage: verification de la partie puissance en fonctionnant à puissance nominale; verification de la partie commande en effectuant les mesures de performance en régimes statique et dynamique.

ETUDE DES DIFFERENTES SRUCTURES

Pour la réalisation de ce projet, et avant de choisir la configuration finale du convertisseur, nous avons envisagé l'étude de plusieurs topologies des convertisseurs à résonance simple et à résonances multiple. Pour cela, nous avons commencé par la topologie qui a été adopté lors du premier contrat UQTR-EMR. Les figures 1.1-1.4, montrent les schémas électriques des convertisseurs que nous avons traités. Dans le présent rapport, nous nous limitons à la présentation de ces circuits sans pour autant donner les détails du développement pour chaque structure. Dans la partie II nous donnons les details de l'étude que nous avons effectuée sur deux topologies de convertisseur à résonance.

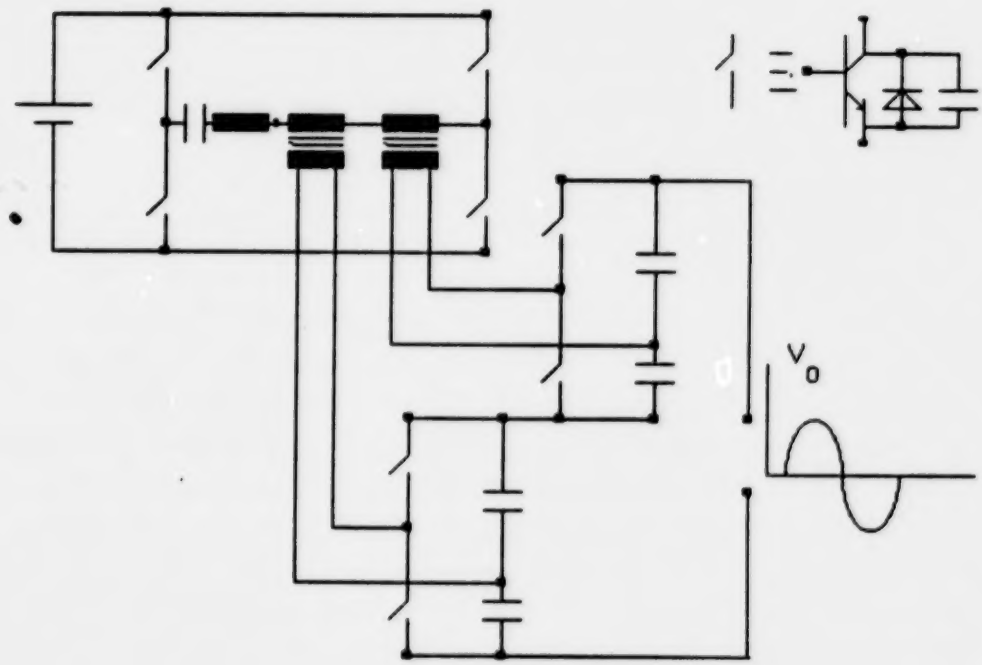


Figure1.1: Schéma d'un convertisseur à résonance série avec sortie en cascade utilisant des interrupteurs bidirectionnel en courant.

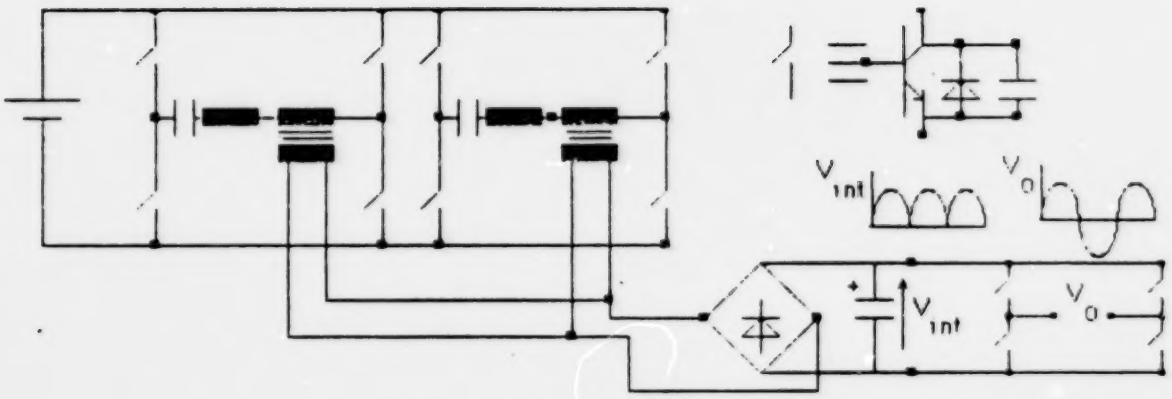


Figure 1.2: Schéma d'un convertisseur à double résonance, configuration en pont complet

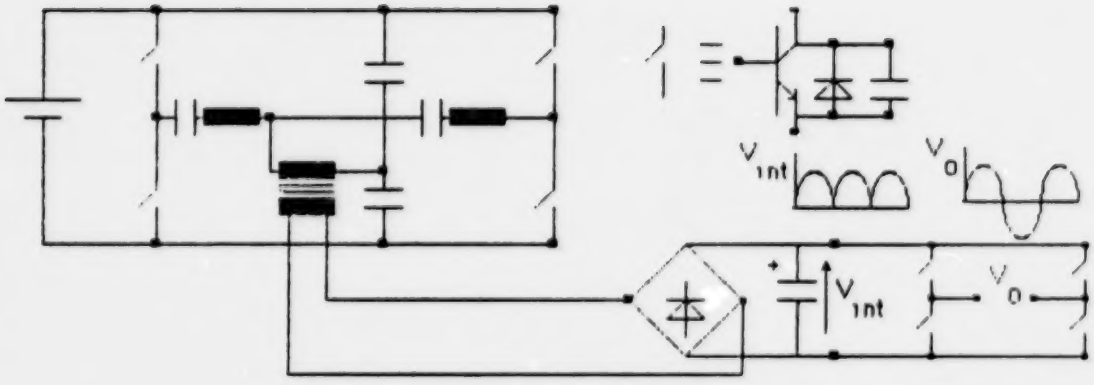


Figure1.3: Schéma d'un convertisseur à double résonance ; configuration en demi-pont.

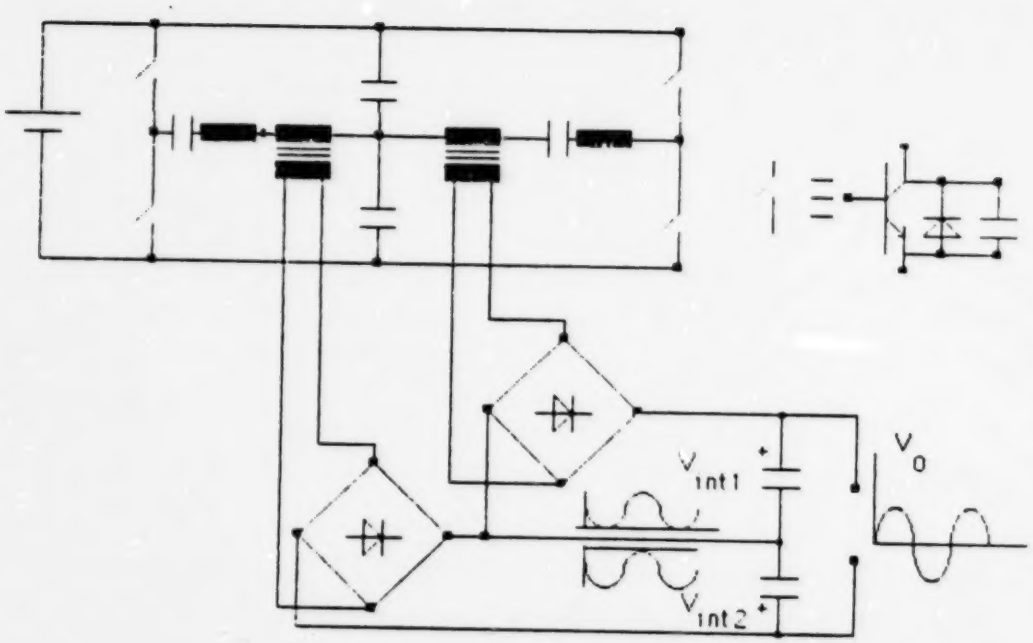


Figure1.4: Schéma d'un convertisseur à double résonance ; structure différentielle non reversible

1-INTRODUCTION:

La tendence actuelle en électronique de puissance est à la miniaturisation, afin d'avoir des puissances massiques les plus élevées possibles. Ceci conduit à augmenter les fréquences de fonctionnement des convertisseurs pour réduire la taille des éléments réactifs (inductances,condensateurs et transformateurs). Cette augmentation de la fréquence permet aussi d'améliorer les performances dynamiques des convertisseurs par la réduction des temps de réponse qu'elle entraîne.

En outre, les notions de prix, de rendement et de fiabilité, conduisent à minimiser le nombre de composants actifs et passifs. Cette optique amène à travailler sur des topologies simples et à faire jouer un plus grand rôle aux interrupteurs. Ce qui augmente les contraintes sur ces derniers. Aussi, ces éléments actifs doivent avoir des temps de commutation de plus en plus courts afin de réduire les pertes et de ne pas affecter le rendement. Cependant, on se rend compte trés rapidement de la difficulté d'utiliser des interrupteurs dont les commutations sont trés rapides, car les transitions rapides génèrent des gradiants de courant et de tension élevés qui rendent l'effet des inductances et des condensateurs parasites plus important par les courants et tensions qu'ils induisent respectivement. Ainsi, un di/dt de 100A/µs fait apparaître 1V sur chaque centimètre de conducteurs qui en est le siège et un dv/dt de 1000V/µs engendre 1mA dans chaque picofarad qui le supporte. Ces surintensités et surtentions conduisent à exiger des interrupteurs ayant des tenues en tension et en courant encore plus élevées. Aussi, le convertisseur comme tel devient plus perturbant.

Ces différentes réflexions, nous ont amené à choisir un convertisseur à résonance, afin de réaliser notre objectif principal soit une source de courant alternatif et ceci à partir d'une source de tension continue [3, 4]. Le choix d'un convertisseur à résonance repose essentiellement sur les propriétés qu'il offre.

Le principal avantage d'un tel convertisseur est que le mécanisme de commutation de chacun de ses interrupteurs est

parfaitement défini. Ainsi chaque élément actif possède une commutation commandée et une commutation spontanée, la premiére étant provoquée par le circuit de commande, la seconde résultant de l'action du circuit oscillant.

Lors de la commutation commandée, on peut être amené à utiliser ou non des circuits d'aide à la commutation (CALC). Si, l'interrupteur est commandé au blocage (Thyristor dual), alors le CALC est un condensateur placé en parallèle avec l'interrupteur. L'amorçage de ce dernier s'effectue sous tension nulle, donc il n'y a pas d'énergie stockée dans le condensateur. De même, si l'interrupteur est commandé à l'amorçage (thyristor), alors le CALC est une inductance placée en série, néanmoins, le blocage de l'interrupteur s'effectue au passage par zéro du courant, il n'y a donc pas d'énergie stockée dans l'inductance à cet instant. Ces CALC sont donc non dissipatifs et peuvent ainsi être surdimensionnés. De plus, si l'on fonctionne en quasi-résonance (résonance série) toutes les commutations s'effectuent à courant nul, les interrupteurs ne sont donc pas confrontés au phénomène de recouvrement des diodes. Aussi, les gradients de courant sont limités par le circuit résonnant.

Dans ces conditions, les pertes par commutation sont minimales ou nulles et les convertisseurs à résonance sont aptes à fonctionner à des fréquences très élevées et ce sans affecter le rendement, tout en ayant une réduction du poids, du volume et de l'encombrement des éléments réactifs. De plus, on a une réduction du temps de réponse.

Aussi, vû les conditions de commutation des interrupteurs les contraintes sont minimales sur ces composants, ceci augmente considérablement la fiabilité. De même, les formes de courant sont quasi-sinusoidales ce qui engendre de faibles perturbations électromagnétiques et radiofréquences.

II Etude du convertisseur:

2.1 Introduction:

On peut distinguer deux topologies de convertisseurs à résonance pour la conversion continu-continu.

a) Convertisseurs à résonance série [5] (fig 2.1): Le condensateur est placé en série avec la charge. Cette derniére se présente donc comme une source de courant instantanée.

b) Convertisseur à résonance parallèle [6] (fig 2.2): Le condensateur est placé en parallèle avec la charge. Celle-çi se présente alors comme une source de tension instantannée.

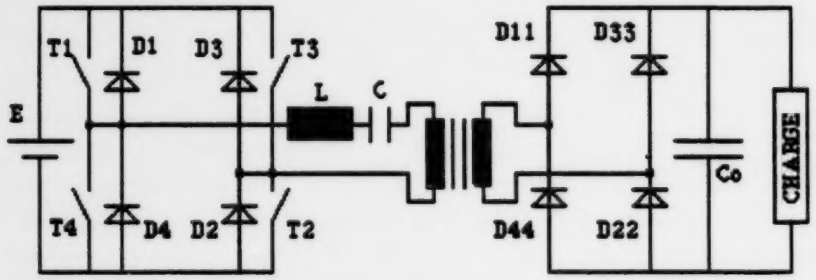


Fig 2.1. Convertisseur à résonance série

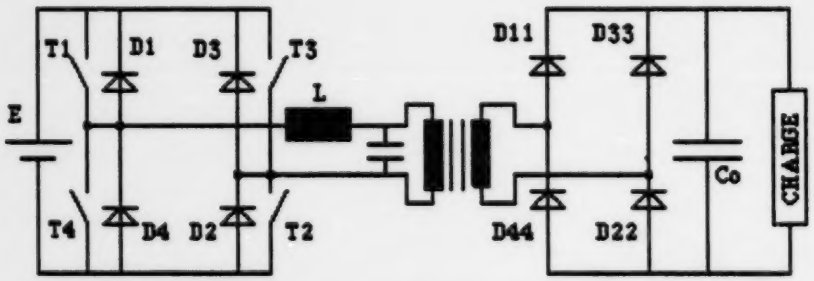


Fig 2.2. Convertisseur à résonance parallèle

2.2 Choix de la topologie:

Pour faire le choix de la topologie nous avons fait une analyse qualitative des propriétés propres à chacune des deux structures. Et ce pour la conversion continu-continu.

Ces deux convertisseurs se distinguent surtout par le fonctionnement et les contraintes subies par l'étage redresseur, soit le pont de diodes, et aussi par la présence du transformateur.

Dans le cas du convertisseur à résonance série (fig 2.1) la commutation des diodes se fait toujours à courant nul. Du fait, qu'il n'y a pas d'énergie stockée dans les inductances de câblage au moment de la commutation, les diodes ne sont soumises à aucune surtension. Alors que dans le cas du convertisseur à résonance parallèle (fig 2.2) si le condensateur du circuit oscillant est placé au primaire du transformateur, l'inductance de fuite entraîne un temps de commutation non négilgeable et donc une chute de tension par commutation. En revanche, si le condensateur est placé au secondaire du transformateur, l'inductance de fuite est dans ce cas "transparente" pour le redresseur et fait partie de l'inductance du cicuit résonnant. Là, les gradients de courant dans les diodes pendant les commutations sont mal gérés, ils peuvent être élevés et ainsi induirent des courants inverses dans les diodes, donc entraînent les surtensions.

Dans le cas du convertisseur à résonance série, (fig 2.1) on a le condensateur qui est placé en série avec le transformateur ce qui a pour effet d'éliminer toute composante continue dans le transformateur et l'inductance de fuite fait partie de l'inductance du circuit résonnant. Le transformateur est donc facile à faire et les enroulements soient le primaire et le secondaire peuvent être séparés afin de minimiser les capacités parasites entre eux.

Pour les raisons évoquées ci-dessus, notre choix s'est donc arrêté sur le **convertisseur à résonance série**.

2.3 Description du convertisseur:

Le convertisseur que nous avons étudié est un convertisseur à résonance série monophasé, comme sus-mentionné (fig 2.1). Les interrupteurs T1 à T4 sont des interrupteurs commandables interconnectés avec des diodes anti-parallèles. Dépendament du mode de fonctionnement ils seront munis d'une logique de commande qui leur permet de fonctionner soit comme thyristor ($f_s < f_r$), soit comme thyristor dual ($f_s > f_r$). La charge de l'onduleur est formée par un circuit résonnant série connectée en série avec un transformateur haute fréquence qui sert d'une part, à adapter la charge et d'autre part, à assurer l'isolation galvanique entre la source et la charge. Le secondaire du transformateur alimente un redresseur à diodes qui débite dans une charge R_o placée en parallèle avec un condensateur de filtrage C_o. La constante de temps de la charge est considéree supérieure à la période de fonctionnement de l'onduleur. La méthode d'étude choisie repose sur la représentation dans le plan de phase des variables d'états du système.

2.4 Hypothèses simplificatrices:

Dans le cadre de l'étude analytique, on suppose que les interrupteurs sont idéaux; on néglige donc les temps de commutation, la chute de tension directe lors de la conduction et les courants de fuites. Les ondulations de la tension d'entrée E et de la tension de sortie V_O sont négligées. De plus, le facteur de qualité du circuit oscillant est infini. Enfin, le transformateur est idéal et de rapport de transformation unitaire.

2.5 Modes de fonctionnement:

Si l'on considére qu'un interrupteur ne conduit qu'une seule fois dans un cycle, et qu'on les commande à l'amorçage ou au blocage, on distingue **trois modes** de fonctionnement:

a) $f_s < f_r/2$: Fonctionnement en quasi-résonance, toutes les commutations se font à courant nul dans le circuit résonnant.

b) $f_r/2 < f_s < f_r$: Fonctionnement en conduction continue en dessous de la fréquence de résonance.

c) $f_s > f_r$: Fonctionnement en conduction continue au dessus de la fréquence de résonance.

Dans les deux modes où la fréquence de fonctionnement est inférieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs qui composent l'onduleur sont commandés à l'amorçage et ont un blocage spontané (thyristor). Dans le dernier mode, la fréquence de fonctionnement est supérieure à la fréquence de résonance, les interrupteurs sont alors commandé au blocage et ont un amorçage spontané (thyristor dual).

2.5 Séquences de fonctionnement $f_s < f_r$:

En limitant notre étude à une commande par impulsions fines d'amorçage des interrupteurs, on déduit les différentes séquences de fonctionnement (figure 2.3 à figure 2.6) pour des fréquences d'opération inférieures à la fréquence de résonance. Aussi à chaque séquence, on associera un circuit équivalent, pour finalement déduire un circuit équivalent global (figure 2.7).

Afin d'alléger les figures, on a omis intentionnellement d'utiliser le transformateur haute fréquence dans les schémas.

1ére séquence:

Le condensateur du circuit oscillant étant chargé négativement, on amorce les interrupteurs T1 et T2. Pendant cette séquence le condensateur change de polarité suivant une sinusoïde. Le courant décrit aussi une sinusoïde, la valeur initiale peut être positive ou nulle (nulle si $f_s < f_r/2$).

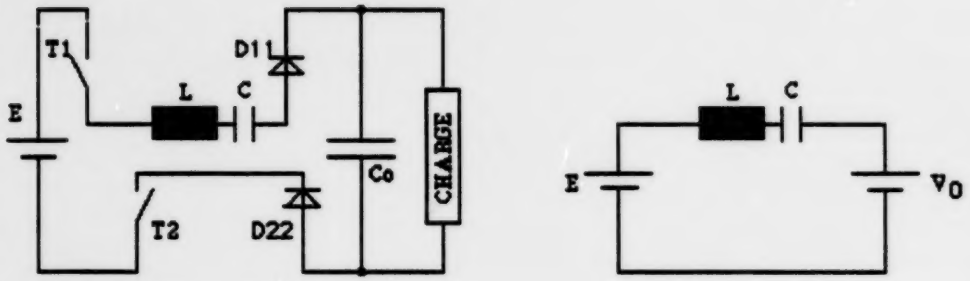


Figure 2.3

2ème séquence:

A la fin de la séquence précédente le condensateur a atteint sa tension maximale. Et au passage par zéro du courant dans le circuit résonnant les interrupteurs T1 et T2 se bloquent et les diodes D1 et D2 s'amorcent. La tension du condensateur diminue tout en restant positive et le courant dans le circuit résonnant décrit une alternance négative complète ($f_s < f_r/2$) ou incomplète.

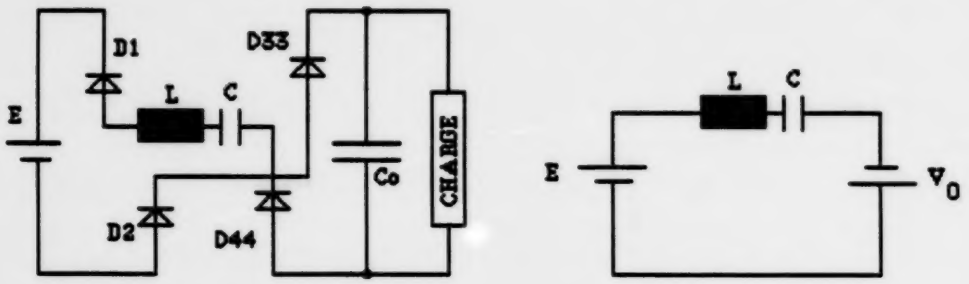


Figure 2.4

3ème séquence:

Le condensateur étant chargé positivement, on amorce les interrupteurs T3 et T4. Cette séquence est similaire à la premiére au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

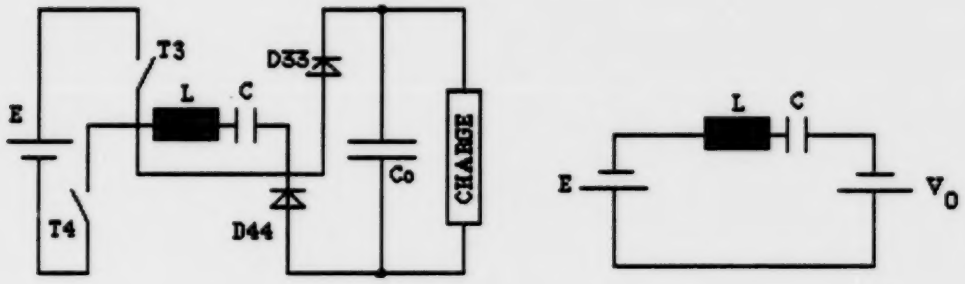


Figure 2.5

4ème séquence:

Au passage par zéro du courant dans le circuit résonnant les interrupteurs T3 et T4 se bloquent et les diodes D3 et D4 s'amorcent.

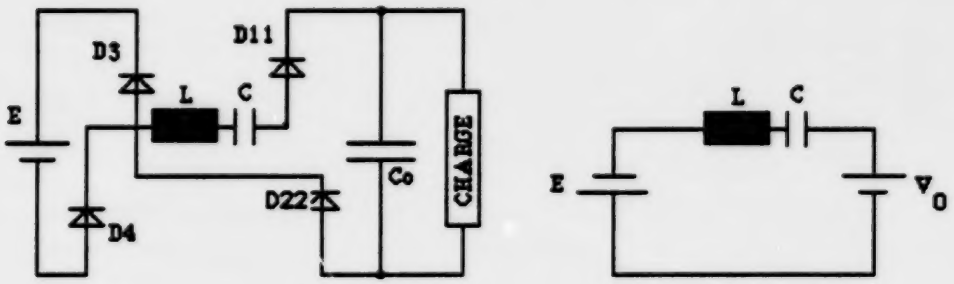


Figure 2.6

Par inspection, on peut déduire un circuit équivalent global (fig. 2.7), où, la source V_E prend une valeur spécifique correspondant à la séquence de fonctionnement (tableau 2.1). Le tableau donne aussi la tension initiale aux bornes du condensateur ainsi que le courant initial pour chaque séquence.

Tableau 2.1

intervalles de temps	interrupteurs en conduction	V_E	V_{CI}	Ii $f_s < f_r/2$	
$t_0 - t_1$	T1 - T2	$E - V_0$	V_{CO}	Io	0
$t_1 - t_2$	D2 - D1	$E + V_0$	V_{CM}	0	0
$t_2 - t_3$	T3 - T4	$-E + V_0$	$-V_{CO}$	-Io	0
$t_3 - t_4$	D4 - D3	$-E - V_0$	$-V_{CM}$	0	0

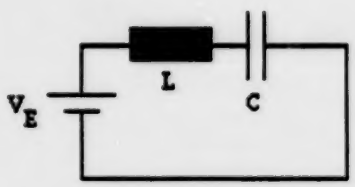


Figure 2.7.circuit équivalent global.

2.6 Etude analytico-graphique:

Vu la simplicité du circuit équivalent global du convertisseur, on peut faire une étude analytique simple du circuit.

Ainsi l'équation qui décrit le circuit à chaque instant est:

$$v_E = L\frac{di_{LC}}{dt} + \frac{1}{C}\int i_{LC}\,dt \qquad (1)$$

On a aussi:

$$v_C = V_E - L\frac{di_{LC}}{dt} \qquad (2)$$

$$\frac{dv_c}{dt}\Big|_{t=t_i} = \frac{I_i}{C} \qquad (3)$$

v_C et i_{LC} sont respectivement la tension aux bornes du condensateur et le courant dans le circuit oscillant. Aussi, on notera V_{Ci} la tension initiale aux bornes du condensateur et Ii le courant initial dans l'inductance.

La résolution de l'équation différentielle (1) nous donne l'expression du courant dans le circuit résonnant :

$$i_{LC}(t) = \sqrt{\frac{C}{L}}\,(V_E - V_{ci})\,\sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i\cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (4)$$

Des équations (2) et (3) on tire l'expression de la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant:

$$v_C(t) = (V_{ci} - V_E)\cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i\sqrt{\frac{L}{C}}\,\sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + V_E \qquad (5)$$

Pour continuer cette étude nous allons effectuer une normalisation. Le système d'unités de base utilisé est le suivant:

* la tension d'alimentation: E

* l'impédance caractéristique du circuit: $\sqrt{\frac{L}{C}}$

* le courant de base: $I_{base} = E\sqrt{\frac{C}{L}}$

* la puissance de base: $P_{base} = E^2\sqrt{\frac{C}{L}}$

* la fréquence du circuit oscillant: $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

A partir de ce système, on définit un ensemble d'unités réduites:

* courant normalisé dans le circuit résonnant: $i_{LCN} = \frac{i_{LC}}{I_{base}}$

* tension normalisée aux bornes du condensateur: $v_{CN} = \frac{v_C}{E}$

* courant moyen normalisé dans la charge: $I_{ON} = \frac{I_O}{I_{base}}$

* tension normalisée aux bornes de la charge: $V_{ON} = \frac{V_O}{E}$

* fréquence de fonctionnement normalisée: $f_{SN} = \frac{f_s}{f_r}$

Ainsi, en adoptant un tel système d'unités de base, réduites, et en utilisant la représentation dans le plan de phase, cette étude peut être grandement facilitée. On rappelle que dans ce plan de phase, la trajectoire du point de fonctionnement est un arc de cercle passant par les points représentant les conditions initiales. Aussi, la distance

d'un point de la trajectoire à l'origine du plan reflète l'énergie instantanée stockée dans le circuit oscillant. De plus, les points de commutation dans notre cas présentent une symétrie par rapport à l'origine, l'étude se résume donc aux deux premiéres séquences de fonctionnement.

2.6.1Plan de phase ($.5fr < f_s < f_r$

En normalisant les équations (4) et (5), soient l'expression du courant i_{LC} et de la tension $v_{C'}$ on obtient:

1ére séquence:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) + I_{iON} \cos (2 \pi t_n) \qquad (6)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} + I_{iON} \sin (2 \pi t_n) \quad (7)$$

En effectuant la somme des carrés des équations (6) et (7) on obtient:

$$i^2_{LCN}(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 + I^2_{iON} \qquad (8)$$

Ceci représente l'équation d'un cercle centré à (V_{EN} , 0) et de rayon $[(V_{EN} - V_{CIN})^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$, avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à ($1 - V_{ON}$).

2ème séquence:

Le courant initial (I_i) pour cette séquence et nul, les équations (4) et (5) normalisées deviennent donc:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) \qquad (9)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} \qquad (10)$$

La somme des carrés des équations (9) et (10) nous donne;

$$i^2_{LCN}(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \qquad (11)$$

On obtient donc l'équation d'un cercle centré à (V_{EN} , 0) et de rayon (V_{EN} - V_{CIN}). Ici, V_{EN} est equivalente à (1 + V_{EN}).

Le tableau 2.2 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence;

tableau 2.2

Intervalle de temps	centre (V_{EN}, 0)	Rayon
$t_0 - t_1$	$(1 - V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_0))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_1 - t_2$	$(1 + V_{ON}, 0)$	$\lvert V_{EN} - V_{CIN}(t_1)\rvert$
$t_2 - t_3$	$(-1 + V_{ON}, 0)$	$[(V_{EN} + V_{CIN}(t_0))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_3 - t_4$	$(-1 - V_{ON}, 0)$	$\lvert V_{EN} + V_{CIN}(t_3)\rvert$

La représentation dans le plan de phase pour le fonctionnement en conduction continue est donnée à la figure 2.8.

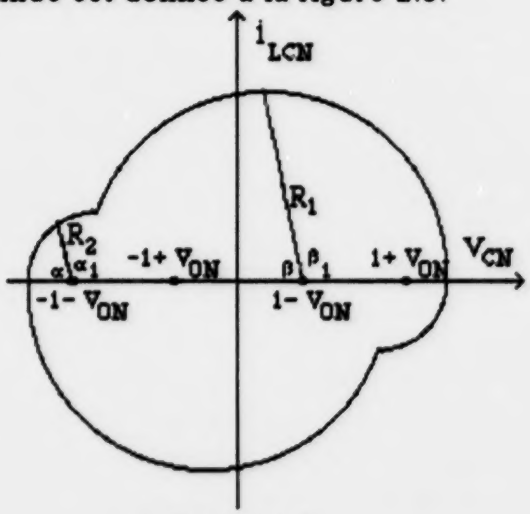


Figure 2.8

Afin de déduire les différentes contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit, soit l'inductance L, le condensateur C, les diodes et les interrupteurs commandables, il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_2. Le calcul detaillé est donné dans l'annexe A, on se limite ici à donner leurs expressions.

Expressions des rayons R_1 et R_4:

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2 (\frac{\pi}{2f_{SN}})}$$

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2 (\frac{\pi}{2f_{SN}})}$$

courant maximum dans les interrupteurs T_1 à T_4:

$$I_{TNmax} = R_1 \qquad (12)$$

Courant maximum dans les diodes D_1 à D_4:

$$I_{DNmax} = \begin{cases} R_2 & \text{si } (\alpha > \pi/2) \\ R2 \sin\alpha & \text{si } (\alpha < \pi/2) \end{cases} \qquad (13)$$

**Remarque dans ce mode de fonctionnement (continu) on a toujours *la somme du temps de conduction des diodes et du temps de conduction des interrupteurs* qui représente *la moitié de la période de fonctionnement* donc:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

Or on a;

$$\alpha = w_r\, t_D$$

$$\beta = w_r\, t_T$$

D'où;

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T_1 à T_4:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\beta} R_1 \, SIN\, \Theta \, d\Theta \qquad (14)$$

Donc;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta} (1 - COS\, \beta) \qquad (15)$$

Finalement;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1 f_{SN}}{\pi} (1 - COS\, \beta) \qquad (16)$$

Courant moyen dans les diodes D_1 à D_4:

Ici aussi le courant moyen est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{DN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\alpha} R_2 \, SIN\, \Theta \, d\Theta \qquad (17)$$

Donc;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta} (1 - COS\, \alpha) \qquad (18)+$$

Finalement on a;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \alpha) \qquad (19)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et de sa diode antiparallèle (I_{DN}). Donc;

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \qquad (21)$$

A partir des équations 16 et 19 on a;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - R_2 \cos \alpha - R_1 \cos \beta) \qquad (22)$$

Aussi;

$$\cos \alpha_1 = \cos (\pi - \alpha) = - \cos \alpha$$

et,

$$\cos \beta_1 = \cos (\pi - \beta) = - \cos \beta$$

Or toujours d'aprés le plan de phase on a;

$$R_1 \cos \alpha_1 + R_2 \cos \beta_1 = 2$$

Donc;

$$-R_1 \cos \alpha - R_2 \cos \beta = 2$$

D'où;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 + 2) \qquad (23)$$

Si on remplace les expressions de R_1 et R_2 dans la relation 23 on obtient;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{2f_{SN}}{\pi}\left(1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)}\right) \qquad (24)$$

La tension moyenne à la sortie:

Si l'on considére que la charge est purement résistive alors;

$$\overline{V_{ON}} = R_N\, \overline{I_{OUTN}} \qquad (25)$$

Des équations 24 et 25 on a;

$$\overline{V_{ON}} = \frac{2R_N f_{SN}}{\pi}\left(1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)}\right) \qquad (26)$$

En isolant V_{ON}, on obtient l'équation du second ordre suivante;

$$\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right) + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\right](\overline{V_{ON}})^2 - \frac{2\pi}{2R_N f_{SN}}\overline{V_{ON}} - tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right) = 0 \qquad (27)$$

En résolvant cette équation et gardant juste la racine positive (sens physique), on a l'expression de la tension moyenne à la sortie du convertisseur soit;

$$\overline{V_{ON}} = \frac{\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} + \sqrt{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right)^2 + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right)^2 + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\right]}}{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right) + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)} \qquad (28)$$

2.6.2Plan de phase $f_s < f_r/2$:

En normalisant les équations (3) et (4), soient l'expression du courant i_{LC} et de la tension v_C et en tenant compte que le courant initial pour toutes les séquences dans ce mode et toujours nul (I_i) on obtient:

1ère séquence:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) \qquad (29)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) \qquad (30)$$

La somme des carrés des équations (29) et (30) nous donne:

$$i^2_{LCN}(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \qquad (31)$$

Ceci représente l'équation d'un cercle centré à (V_{EN} , 0) et de rayon (V_{EN}-V_{CIN}). Avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à (1 - V_{ON}).

2ème séquence:

Pour cette séquence les équations ne changent pas, cependant on a une autre valeur intiale de la tension aux bornes du condensateur "V_{CIN} " ainsi qu'un V_{EN} égale à (1 + V_{ON}).

Le tableau 2.3 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence;

tableau 2.3

Intervalle de temps	centre	Rayon
$t_0 - t_1$	(1- V_{ON} , 0)	|1- V_{ON} + $V_{CIN}(t_0)$|
$t_1 - t_2$	(1+ V_{ON} , 0)	|1+ V_{ON} - $V_{CIN}(t_1)$|
$t_2 - t_3$	(-1 + V_{ON} , 0)	|-1+ V_{ON} - $V_{CIN}(t_2)$|
$t_3 - t_4$	(-1 - V_{ON} , 0)	|-1- V_{ON} - $V_{CIN}(t_3)$|

La représentation dans le plan de phase pour ce mode de fonctionnement est donnée à la figure 2.9.

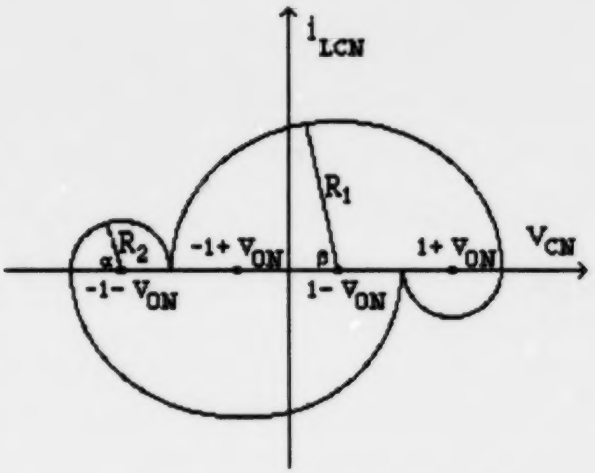


figure 2.9. plan de phase pour $f_s < f_r/2$

Afin de déduire les différentes contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit, soit l'inductance L, le condensateur C, les diodes et les interrupteurs commandables, il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_4.

On peut écrire à partir du plan de phase les relations suivantes;

$$V^{+}_{CNmax} = R_1 + 1 - V_{ON} \qquad (32)$$

$$V^{+}_{CNmax} = R_2 + 1 + V_{ON} \qquad (33)$$

$$|V^{-}_{CNmax}| = R_1 + 2R_2 + V_{ON} - 1 \qquad (34)$$

De ses trois relations on peut tirer les expressions des rayon R_1 et R_2.

Expressions des rayons R_1 et R_2:

$$R_1 = 1 + V_{ON}$$

$$R_2 = 1 - V_{ON}$$

courant maximum dans les interrupteurs T_1 à T_4:

$$I_{TNmax} = R_1 \qquad (35)$$

Courant maximum dans les diodes D_1 à D_4:

$$I_{DNmax} = R2 \qquad (36)$$

**remarque dans ce mode de fonctionnement on a toujours *le temps de conduction des diodes et des interrupteurs* qui est *la moitié de la période de résonance:*

$$t_D = t_T = \frac{1}{2f_r}$$

Or on a;

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où,

$$\alpha = \beta = \pi$$

Cependant, il faut aussi définir un angle θ, qui correspond au temps mort.

$$\theta = w_r t_{mort}$$

On a finalement;

$$t_D + t_T + t_{mort} = \frac{1}{2f_s}$$

Et;

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T_1 à T_4:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta + \theta} \int_0^{\beta} R_1 \, \text{SIN}\, \Theta \, d\Theta \qquad (37)$$

Donc;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta + \theta} (1 - \text{COS}\, \beta) \qquad (38)$$

Or on a;

$$\beta = \pi$$

D'où;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{2R_1}{\alpha + \beta + \theta} \qquad (39)$$

De plus;

$$R_1 = 1 + V_{ON}$$

Et;

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Ainsi on a finalement;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{2(1 + V_{ON}) f_s}{\pi f_r} \qquad (40)$$

Courant moyen dans les diodes D_1 à D_4:

Ici aussi le courant moyen est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta + \theta} \int_0^{\alpha} R_2 \, SIN\, \Theta \, d\Theta \qquad (41)$$

Donc;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta + \theta} (1 - COS\, \alpha) \qquad (42)$$

Or on a;

$$\alpha = \pi$$

D'où;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{2R_2}{\alpha + \beta + \theta} \qquad (43)$$

De plus;

$$R_2 = 1 - V_{ON}$$

Et;

$$\alpha + \beta + \theta = \frac{\pi f_r}{f_s}$$

Ainsi on a finalement;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{2(1 - V_{ON}) f_s}{\pi f_r} \qquad (44)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et de sa diode antiparallèle (I_{DN}). Donc;

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \qquad (45)$$

Donc en effectuant la somme des expressions 40 et 44 on obtient;

$$\overline{I_{OUTN}} = \frac{4f_s}{\pi f_r} \qquad (46)$$

2.7 Séquences de fonctionnement $f_s > f_r$:

On déduit les différentes séquences de fonctionnement (figure 2.10 à figure 2.13) pour des fréquences d'opération supérieures à la fréquence de résonance. A chaque séquence, on associera un circuit équivalent, pour déduire un circuit équivalent global (figure 2.14).

1ère séquence:

Le condensateur du circuit oscillant étant chargé négativement ($|V_{CI}|=V_{CMAX}$), les interrupteurs T1 et T2 s'amorcent. Pendant cette séquence le condensateur change de polarité suivant une sinusoïde. Le courant décrit aussi une sinusoïde incomplète, sa valeur initiale nulle.

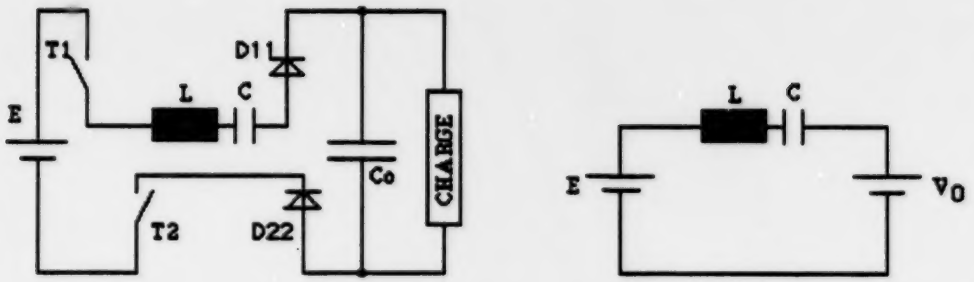


Figure 2.10

2ème séquence:

A la fin de la séquence précédente le condensateur a atteint une tension positive. Lorsqu'on bloque les interrupteurs T1 et T2, les diodes D3 et D4 s'amorcent. La tension du condensateur augmente pour atteindre sa valeur maximale et le courant dans le circuit résonnant décrit une portion d'alternance pour s'annuler.

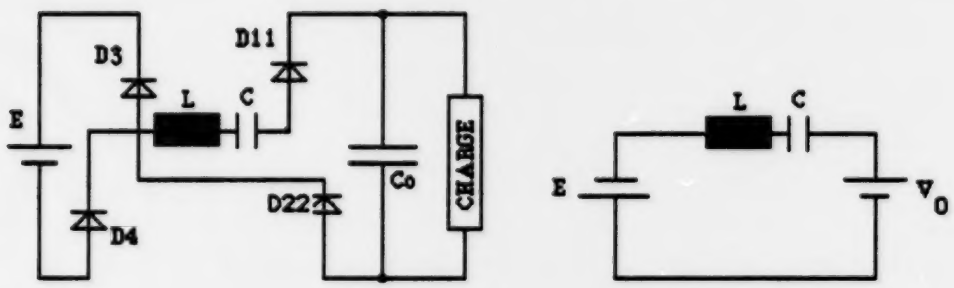


Figure 2.11

3ème séquence:

Le condensateur est chargé 'a sa valeure maximale. Les interrupteurs T3 et T4 s'amorcent. Cette séquence est similaire à la premiére au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

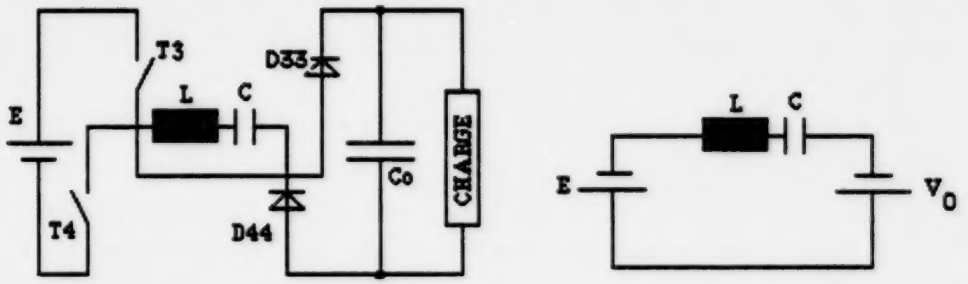


Figure 2.12

4ème séquence:

Lorsqu'on bloque les interrupteurs T3 et T4, les diodes D1 et D2 s'amorcent. Le courant decrit une portion d'alternance pour s'annuler, et le cycle reprend.

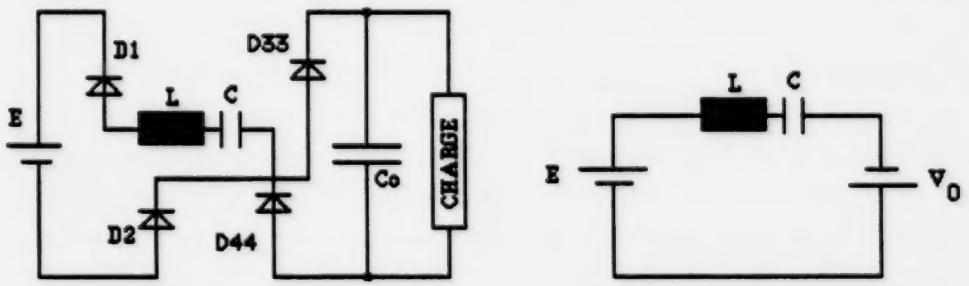


Figure 2.13

On peut déduire un circuit équivalent global (fig. 2.14), où la source V_E prend une valeur spécifique correspondant à la séquence de fonctionnement (tableau 2.4). Le tableau donne aussi la tension initiale aux bornes du condensateur ainsi que le courant initial pour chaque séquence.

Tableau 2.4

intervalles de temps	interrupteurs en conduction	VB	V_{CI}	Ii
$t_0 - t_1$	T1 - T2	$E - V_0$	-VCM	0
$t_1 - t2$	D2 - D1	$-E - V_0$	V_{CO}	I_0
t2 - t3	T3 - T4	$-E + V_0$	V_{CM}	0
t3 - t4	D4 - D3	$E + V_0$	$-V_{CO}$	$-I_0$

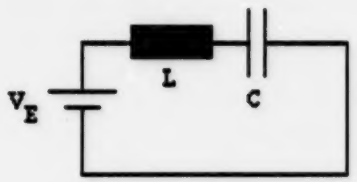


Figure 2.14.circuit équivalent global.

2.8 Etude analytico-graphique:

Les équation (1,2,3) restent valables, on rappèle que v_C et i_{LC} sont réspectivement la tension aux bornes du condensateur et le courant dans le circuit oscillant. Aussi, on notera V_{Ci} la tension initiale aux bornes du condensateur et Ii le courant initial dans l'inductance:

$$v_E = L\frac{di_{LC}}{dt} + \frac{1}{C}\int i_{LC}\,dt \qquad (1)$$

On a aussi:

$$v_C = V_E - L\frac{di_{LC}}{dt} \qquad (2)$$

$$\frac{dv_c}{dt}\Big|_{t=t_i} = \frac{I_i}{C} \qquad (3)$$

La résolution de l'équation différentielle (1) nous donne l'expression du courant dans le circuit résonnant :

$$i_{LC}(t) = \sqrt{\frac{C}{L}}\,(V_E - V_{ci})\sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i\cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (47)$$

Des équations (2) et (3) on tire l'expression de la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant:

$$v_c(t) = V_E - (V_E - V_{ci})\cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) + I_i\sqrt{\frac{L}{C}}\sin\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right) \qquad (48)$$

En adoptant le même système d'unités de base, réduites, et en utilisant la représentation dans le plan de phase. On a toujours, les points de commutation qui présentent une symétrie par rapport à l'origine, l'étude se résume donc aux deux premiéres séquences.

<u>- Plan de phase $f_s > f_r$</u>

En normalisant les équations (47) et (48), soient l'expression du courant $i_{LC}(t)$et de la tension $v_C(t)$, on obtient:

1ère séquence:

Le courant initial (I_i) pour cette séquence est nul, les équations (4) et (5) normalisées deviennent donc:

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) \qquad (48)$$

$$v_{CN}(t_n) = (V_{CIN} - V_{EN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} \qquad (49)$$

La somme des carrés des équations (48) et (49) nous donne;

$$i^2_{LCN}(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 \qquad (50)$$

On obtient donc l'équation d'un cercle centré à (V_{EN} , 0) et de rayon (V_{EN} - V_{CIN}). Ici, V_{EN} est équivalente à (1 - V_{EN}).

2ème séquence:

Les équations normalisées nous donnent;

$$i_{LC}(t_n) = (V_{EN} - V_{CIN}) \sin (2\pi t_n) + I_{iON} \cos (2 \pi t_n) \qquad (51)$$

$$v_{CN}(t_n) = -(V_{EN} - V_{CIN}) \cos (2\pi t_n) + V_{EN} + I_{iON} \sin (2 \pi t_n) \qquad (52)$$

La somme des carrés des équations (48) et (49) nous donne:

$$i^2_{LCN}(t_n) + [v_{CN}(t_n) - V_{EN}]^2 = (V_{EN} - V_{CIN})^2 + I^2_{iON} \qquad (53)$$

Ceci représente l'équation d'un cercle centré à (V_{EN} , 0) et de rayon $[(V_{EN} - V_{CIN})^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$. Avec V_{EN} pour cette séquence équivalente à (-1 - V_{ON}).

Le tableau 2.5 nous donne l'intervalle de temps, le centre ainsi que le rayon de l'arc de cercle correspondant à la séquence;

tableau 2.5

Intervalle de temps	centre (V_{EN} , 0)	Rayon
$t_0 - t_1$	$(1 - V_{ON} , 0)$	$\lvert V_{EN} - V_{CIN}(t_0)\rvert$
$t_1 - t_2$	$(1 + V_{ON} , 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_1))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$
$t_2 - t_3$	$(-1 + V_{ON} , 0)$	$\lvert V_{EN} - V_{CIN}(t_2)$
$t_3 - t_4$	$(-1 - V_{ON} , 0)$	$[(V_{EN} - V_{CIN}(t_3))^2 + (I_{iON})^2]^{1/2}$

La représentation dans le plan de phase pour le fonctionnement en conduction continue est donnée à la figure 2.15.

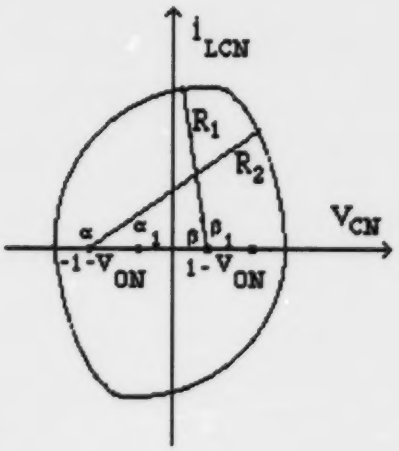


figure 2.15

Afin de déduire les différentes contraintes en courant crête et moyen, ainsi qu'en tension pour les différents éléments du circuit. Il faut calculer les expressions respectives des rayons R_1 et R_2 (Annexe A).

Expressions des rayons R_1 et R_2:

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2 (\frac{\pi}{2f_{SN}})}$$

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2 (\frac{\pi}{2f_{SN}})}$$

courant maximum dans les diodes D_1 à D_4:

$$I_{DNmax} = R_2 \sin \alpha \qquad (54)$$

Courant maximum dans les interrupteurs T_1 à T_4:

$$I_{TNmax} = \begin{cases} R_1 & \text{si } (\beta > \pi/2) \\ R_1 \sin \beta & \text{si } (\beta < \pi/2) \end{cases} \qquad (55)$$

**Remarque dans ce mode aussi (continu) on a *la somme du temps de conduction des diodes et du temps de conduction des interrupteurs* qui représente *la moitié de la période de fonctionnement* donc:

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

Or on a;

$$\alpha = w_r\, t_D$$

$$\beta = w_r\, t_T$$

D'où;

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Courant moyen dans les interrupteurs T_1 à T_4:

Le courant moyen dans les interrupteurs est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{TN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\beta} R_1 \, SIN \, \Theta \, d\Theta \qquad (56)$$

Donc;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1}{\alpha + \beta} (1 - COS \, \beta) \qquad (57)$$

Finalement;

$$\overline{I_{TN}} = \frac{R_1 f_{SN}}{\pi} (1 - COS \, \beta) \qquad (58)$$

Courant moyen dans les diodes D_1 à D_4:

Le courant moyen est calculé sur une demi période de fonctionnement.

$$\overline{I_{DN}} = \frac{1}{\alpha + \beta} \int_0^{\alpha} R_2 \, SIN \, \Theta \, d\Theta \qquad (59)$$

Donc;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2}{\alpha + \beta} (1 - COS \, \alpha) \qquad (60)$$

Ainsi;

$$\overline{I_{DN}} = \frac{R_2 f_{SN}}{\pi} (1 - \cos \alpha) \qquad (61)$$

Le courant moyen à la sortie:

Le courant moyen à la sortie est l'intégrale sur une demi période du courant redressé qui circule dans l'interrupteur (I_{TN}) et dans une diode antiparalléle à un interrupteur commandable qui ne conduit pas (courant dans T_1 et D_3 par exemple) (I_{DN}). Donc;

$$\overline{I_{OUT}} = \overline{I_{TN}} + \overline{I_{DN}} \qquad (62)$$

A partir des équations 16 et 19 on a;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - R_2 \cos \alpha - R_1 \cos \beta) \qquad (63)$$

Aussi;

$$\cos \beta_1 = \cos (\pi - \beta) = - \cos \beta$$

;

Or toujours d'aprés le plan de phase on a;

$$R_2 \cos \alpha + R_1 \cos \beta = 2$$

D'où;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{f_{SN}}{\pi} (R_1 + R_2 - 2) \qquad (64)$$

Si l'on remplace les expressions de R_1 et R_2 dans la relation 23 on obtient;

$$\overline{I_{OUT}} = \frac{2f_{SN}}{\pi}\left(-1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)}\right) \qquad (65)$$

La tension moyenne à la sortie:

Si l'on considére que la charge est purement résistive alors;

$$\overline{V_{ON}} = R_N \overline{I_{OUTN}} \qquad (66)$$

Des équations 65 et 66 on a;

$$\overline{V_{ON}} = \frac{2R_N f_{SN}}{\pi}\left(-1 + \sqrt{1 + (1 - V_{ON}^2)\, tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)}\right) \qquad (67)$$

En isolant V_{ON}, on obtient une équation du second ordre;

$$\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right) + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\right](\overline{V_{ON}})^2 + \frac{\pi}{R_N f_{SN}}\overline{V_{ON}} - tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right) = 0 \qquad (68)$$

En résolvant cette équation on ne gardera que la racine positive qui a un sens physique, l'expression de la tension moyenne à la sortie du convertisseur est donc;

$$\overline{V_{ON}} = \frac{-\frac{\pi}{2R_N f_{SN}} + \sqrt{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right)^2 + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\left[\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right)^2 + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)\right]}}{\left(\frac{\pi}{2R_N f_{SN}}\right) + tg^2\left(\frac{\pi}{2f_{SN}}\right)} \qquad (69)$$

III- RESULTATS DES SIMULATIONS EN REGIME PERMANENT:

Nous avons effectué des simulations numérique et ce à l'aide du programme développé sur le système CYBER en Fortran. Ce programme trace la tension moyenne à la sortie (fig 3.1), le courant moyen dans la charge (fig 3.2 et fig 3.3) , le courant maximum dans le circuit résonnant (fig 3.5 et fig3.6) et dans les diodes (fig 3.7 et fig 3.8), et la tension aux bornes du condensateur du circuit oscillant (fig 3.9 et fig 3.10) en fonction de la fréquence de fonctionnement. De plus, nous avons utilisé le progitiel ATOSEC5 [7] pour simuler le convertisseur à résonance dans le mode qui nous intéresse le plus soit le mode de fonctionnement en quasi-résonance. Les figures 3.11 à 3.14 résument les résultats de ces études de simulations.

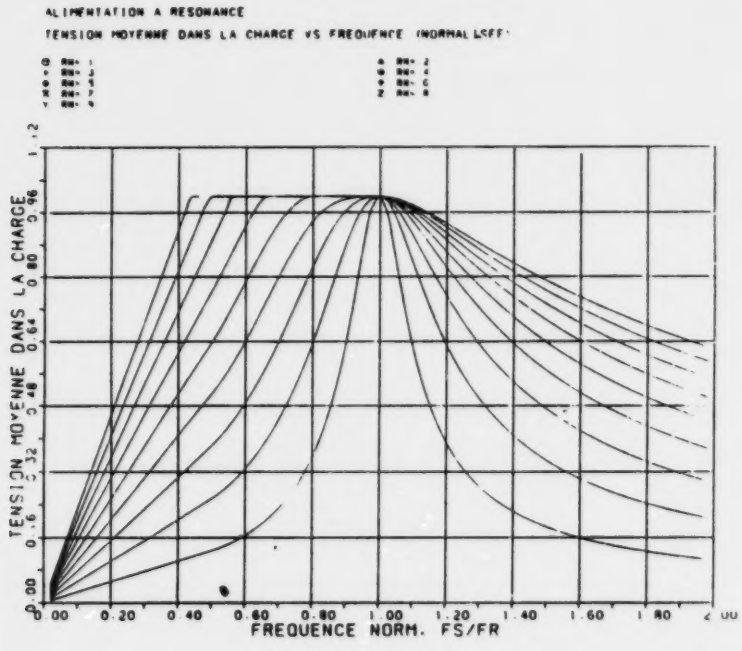


Figure 3.1. Tension de sortie vs la fréquence de fonctionnement

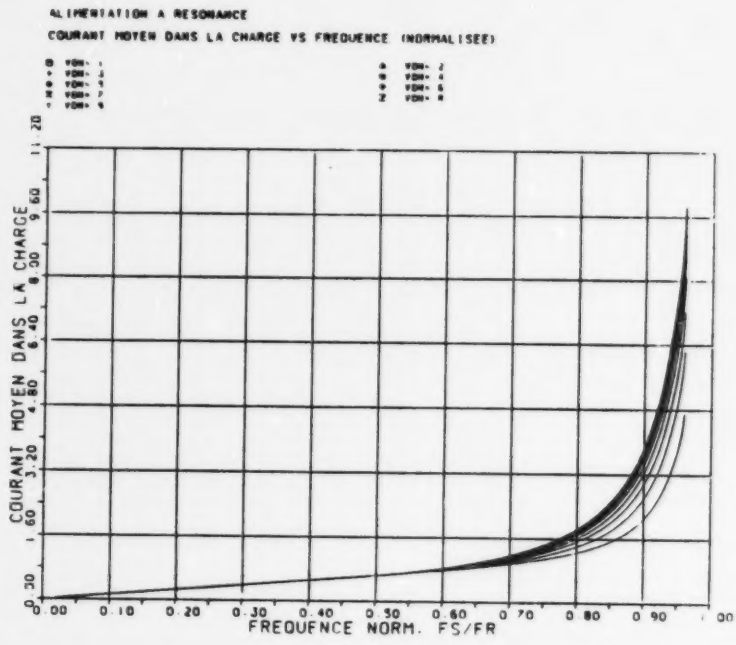


Figure 3.2. Courant moyen à charge vs la fréquence ($f_s < f_r$)

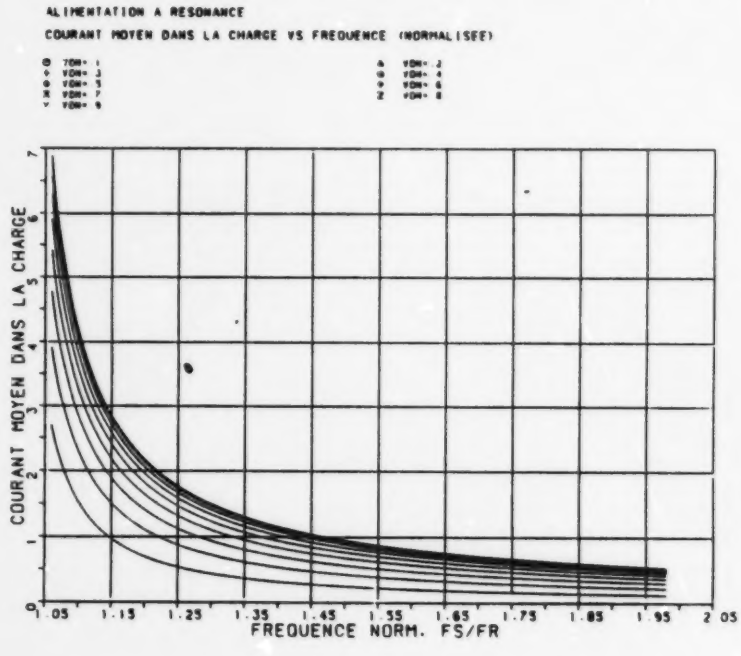


Figure 3.3. Courant moyen à charge vs la fréquence ($f_s > f_r$)

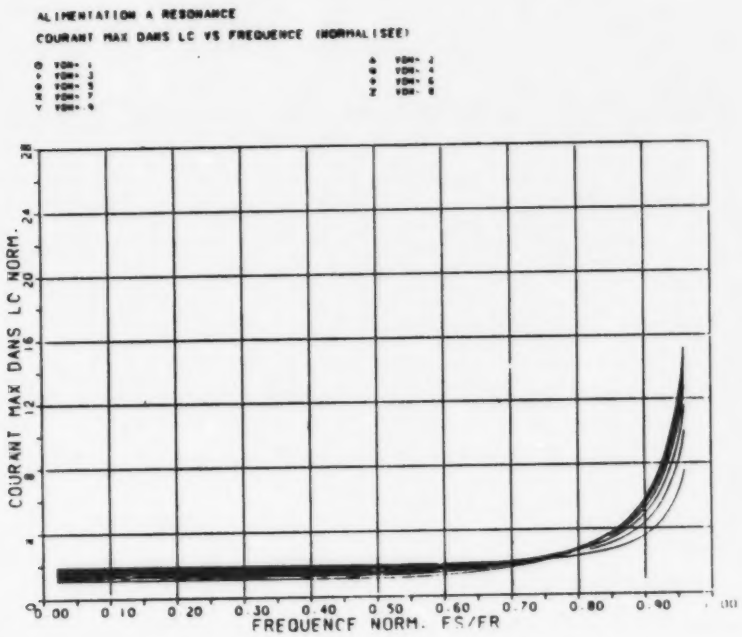


Figure 3.5. Courant max. dans LC vs la fréquence ($f_s < f_r$)

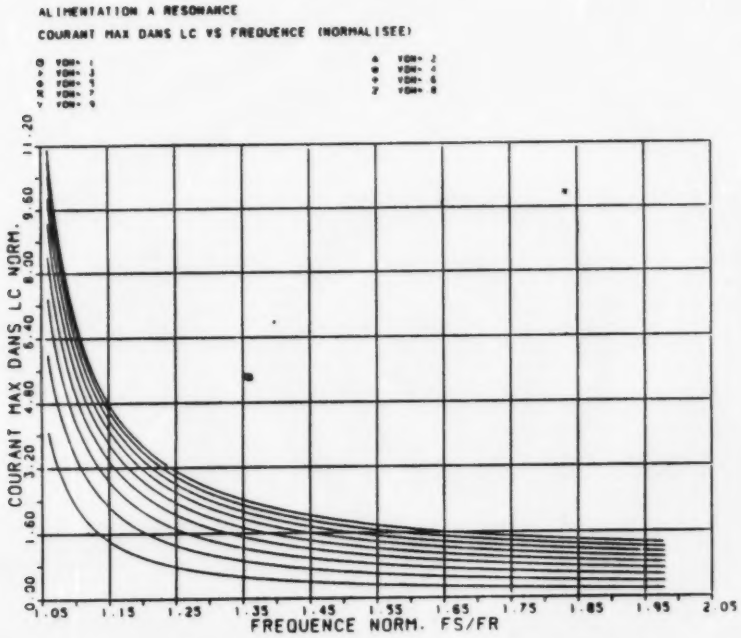


Figure 3.6. Courant max. dans LC vs la fréquence ($f_s > f_r$)

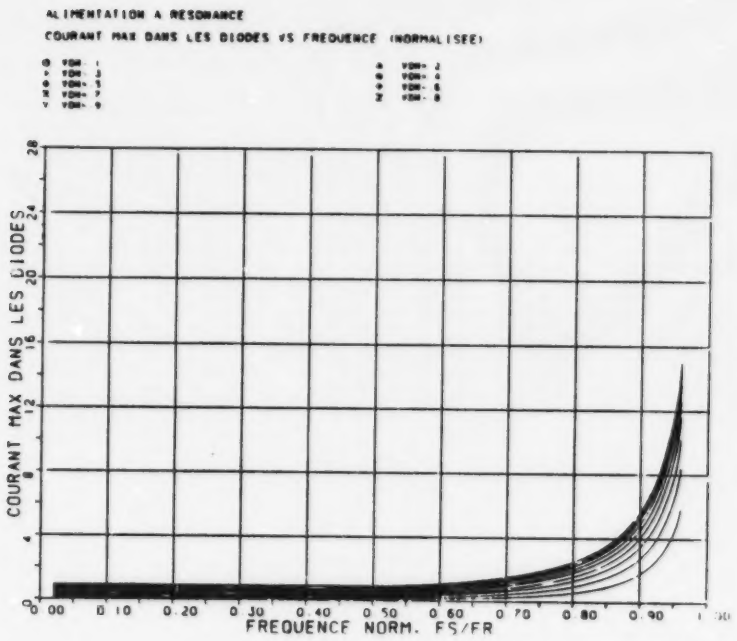


Figure 3.7. Courant max. dans les diodes vs la fréquence ($f_s < f_r$)

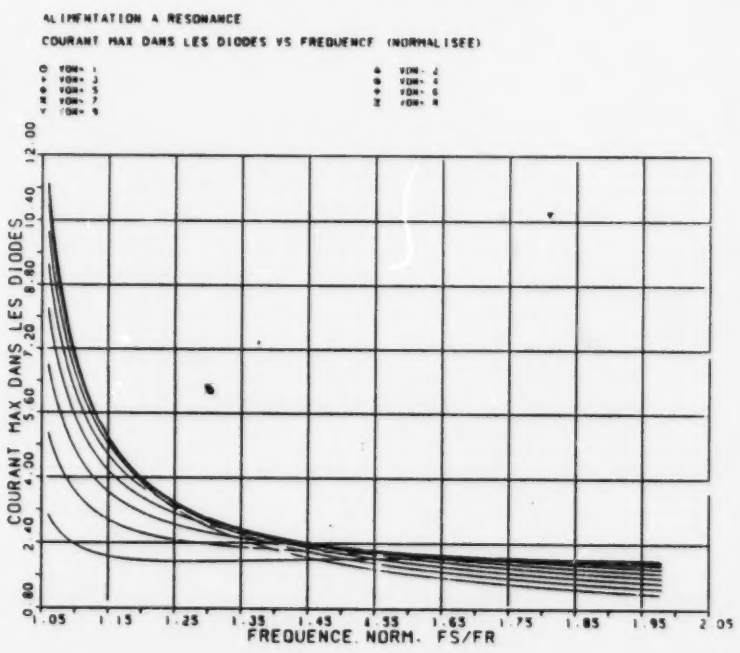


Figure 3.8. Courant max. dans les diodes vs la fréquence ($f_s > f_r$)

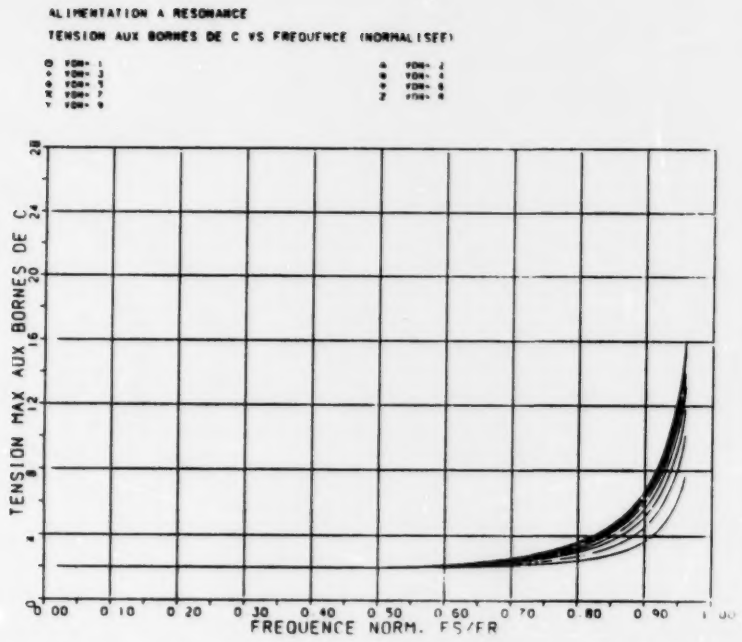


Figure 3.9. Tension aux bornes de C vs la fréquence ($f_s < f_r$)

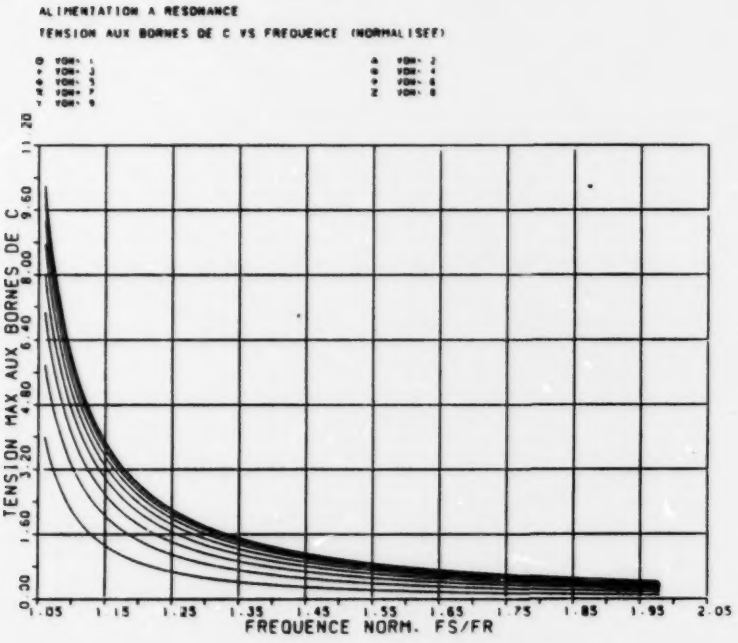


Figure 3.10. Tension aux bornes de C vs la fréquence ($f_s > f_r$)

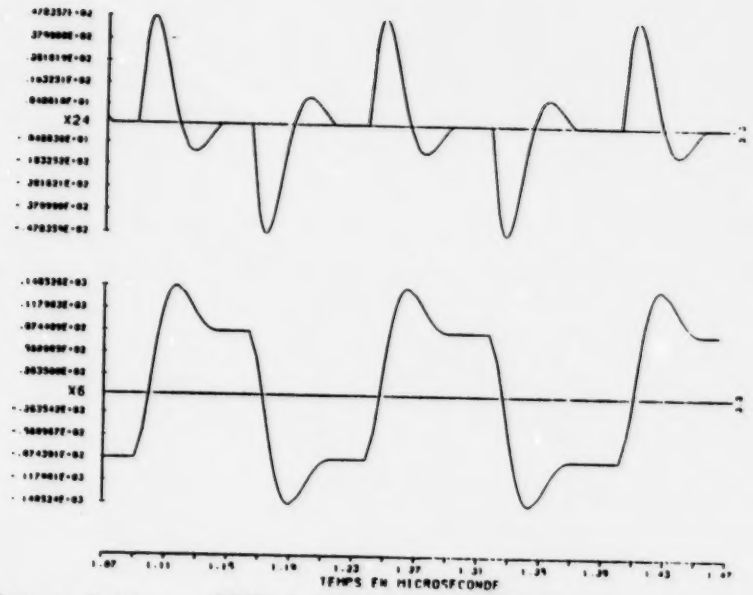


Figure 3.11 COURANT ET TENSION DANS LE CIRCUIT RESONANT

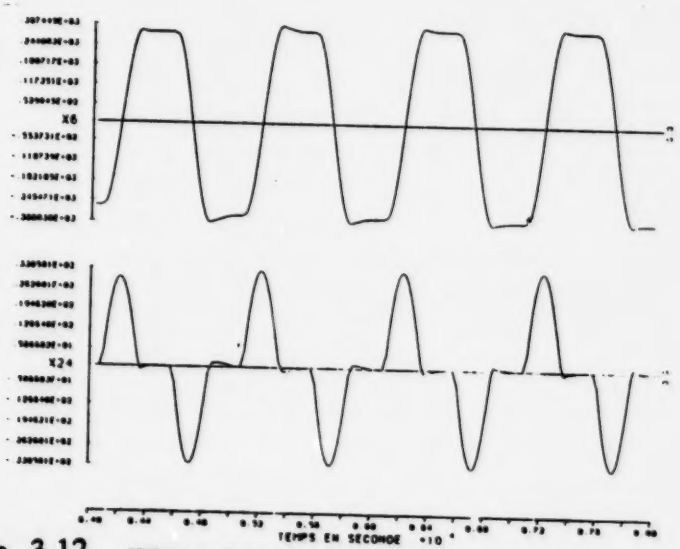


figure 3.12 COURANT ET TENSION DU CIRCUIT RESONNANT (CHARGE MAXIMALE)

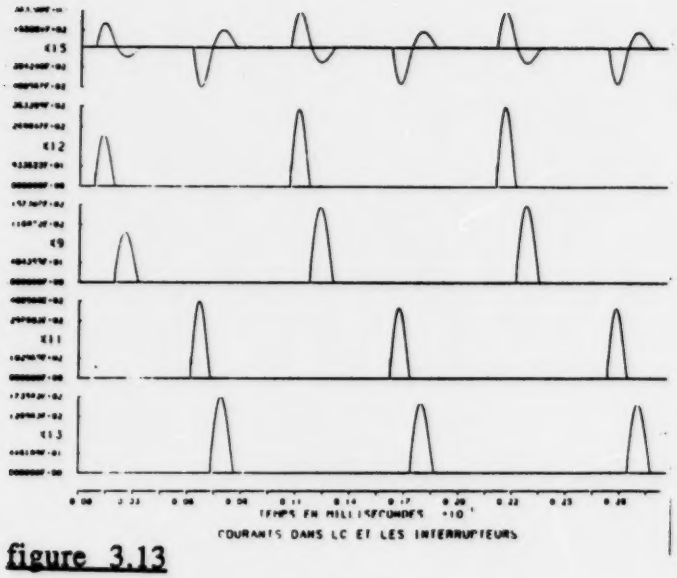


figure 3.13

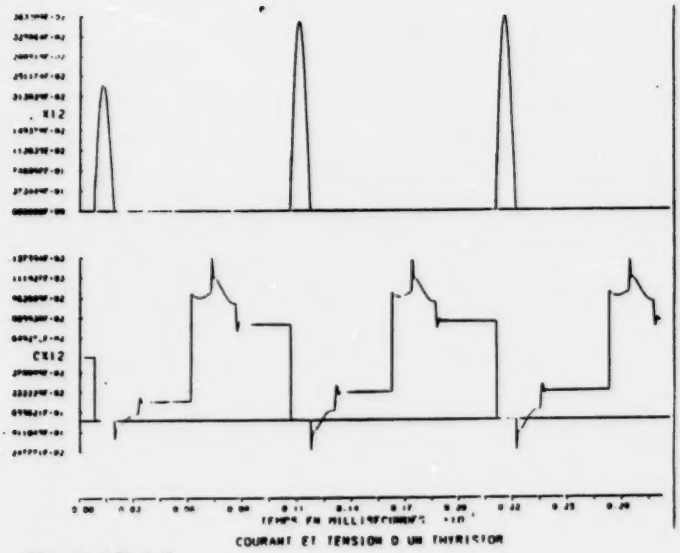


figure3.14

IV- ANALYSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA STRUCTURE:

Dans cette étude, nous allons chercher à attribuer au convertisseur à résonance une fonction de transfert (gain, fréquence de coupure). Vu la non linéarité des caractéristiques statiques du système, nous allons linéariser la caractéristique $V_{ON} = f(f_{SN})$ autour d'un point de fonctionnement; ainsi on ne considérera que les variations faibles vis à vis de l'amplitude de la tension de sortie (courant de sortie) en ce point d'opération.

L'analyse en petit signal permet d'obtenir une fonction de transfert liant la tension de sortie à la tension d'entrée et une fonction de transfert liant la tension de sortie à la variable de commande soit la fréquence. Cela nous permettera de calculer en utilisant les méthodes classiques (Bode, Nyquist,...) un circuit de régulation [8] qui répond aux spécifications demandées par le cahier de charge (temps de réponse du système, dépassement...)

Les hypothèses citées au paragraphe 2.4 restent valables. De plus on considère que la tension de sortie reste fixe sur un demi-cycle de fonctionnement ainsi que la variable de commande. Dans ces conditions l'étape haute fréquence reste en régime permanent.

Dans le cas présent les variables d'état sont:

Le courant dans l'inductance : X_1
La tension aux bornes du condensateur du circuit résonant: X_2
La tension aux bornes du condensateur de sortie C_0: X_3

Remarque; V_{IN} ne sera considérée variable que lors de la détermination de la fonction de transfert V_{ON}/V_{IN}. De plus, dans ce cas on ne considérera pas les variation de la fréquence. De même,quand on déterminera la fonction de transfert V_{ON}/f_{SN} la tension V_{IN} deviendra une variable indépendante.

Modèle pour $f_{SN} < 1$:

Dans le cas où fsn < 0.5, à partir de l'équation (46) on tire directement:

$$\frac{V_{ON}(s)}{f_{SN}(s)} = \frac{4R_N}{\pi}$$

Dans le cas où $0.5 < f_{SN} < 1$, on a d'après le plan de phase;

$$V_{CN} = 1 + V_{ON} + R_2\cos\alpha$$

Donc $$X_2(k+1) = V_{IN}(k) + V_{ON}(k) + R_2\cos\alpha \qquad (71)$$

Et d'après l'équation 13 on a:

$$X_1(k+1) = R_2 \sin\alpha \qquad (72)$$

Avec, k représentant le kième cycle où il y a eu perturbation.

Remarque: Dans ce mode d'opération les interrupteurs fonctionnent en thyristor, donc le contrôle de la puissance à la sortie est effectué en contrôlant le temps de conduction des diodes c'est à dire l'angle α. ceci nous amène à exprimer nos variables d'état en fonction de l'angle α qui devient le paramètre de contrôle.

Troisième équation est donnée par:

$$i_{out} = i_{co} + i_R = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R} \qquad (73)$$

Si, on normalise cette équation, on obtient;

$$\frac{i_{out}}{I_{Base}} = \frac{C_o}{E}\sqrt{\frac{L}{C}}\frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{ER}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (74)$$

Or, $\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{1}{R_N}$ et $d\left[\frac{v_o}{E}\right] = dv_{ON}$

Aussi, $\frac{C_o}{\sqrt{\frac{C}{L}}dt} = \frac{C_o\sqrt{CL}}{C\,dt} = \frac{C_o}{C2\pi fr\,dt} = \frac{C_o}{C}\frac{1}{2\pi}\frac{1}{dt_n}$

Donc nous normaliserons Co par rapport à C (Co/C = m). et l'expression (74) devient:

$$i_{ON} = \frac{m}{2\pi}\frac{dv_{ON}}{dt_n} + \frac{V_{ON}}{R_{LN}} \qquad (75)$$

La valeur moyenne de i_{outN} calculée sur un demi-cycle est donnée par l'équation (22) soit:

$$\frac{2}{T_{SN}}\int_0^{\delta} i_{on\,N}\,dt_n = \frac{F_{SN}}{\pi}\left[R_1(1-\cos\beta) + R_2(1-\cos\alpha)\right] \qquad (76)$$

Avec, $\delta = \frac{1}{2F_{SN}}$

De même on calcule la valeur moyenne sur un demi-cycle du terme de droite de l'équation (75):

$$\frac{2F_{SN}\,m}{2\pi}\int_0^{\delta} dV_{ON} + \frac{V_{ON}}{R_N}\int_o^{\delta} dt_n = \frac{m\,F_{SN}}{\pi}\left[X_3(k+1) - X_3(k)\right] + \frac{X_3(k)}{R_N} \qquad (77)$$

Donc finalement les équations (75), (76) et (77) nous donnent:

$$\frac{F_{SN}}{n}\left[R_1(1-\cos\beta)+R_2(1-\cos\alpha)\right] = \frac{m\,F_{SN}}{n}\left[X_3(k+1)-X_3(k)\right]+\frac{X_3(k)}{R_N} \quad (78)$$

D'où l'on tire l'expression de $X_3(k+1)$ soit:

$$X_3(k+1) = \left[1-\frac{n}{mR_N F_{SN}(k)}\right]X_3(k) + \frac{1}{m}\left[R_1(1-\cos\beta)+R_2(1-\cos\alpha)\right]$$

Les équations (71), (72) et (78) forment le système d'équation qui décrit le système:

$$X_i(k+1) = g_i\left(X(k), f_{SN}(k), V_{IN}(k)\right)$$

soit;

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2\cos\alpha$$

$$g_3 = \left(1-\frac{n}{mR_N f_{SN}(k)}\right)X_3 + \frac{1}{m}\left(R_1(1-\cos\beta)+R_2(1-\cos\alpha)\right)$$

Maintenant on va décomposer en série de taylor et garder juste les deux premiers termes afin de linéariser et d'obtenir la matrice de transition [A] et les matrices de contrôle [B] et [C];

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial X_1} & \frac{\partial g_1}{\partial X_2} & \frac{\partial g_1}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_2}{\partial X_1} & \frac{\partial g_2}{\partial X_2} & \frac{\partial g_2}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_3}{\partial X_1} & \frac{\partial g_3}{\partial X_2} & \frac{\partial g_3}{\partial X_3} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} \end{bmatrix}$$

Il faut donc exprimer R_1, R_2, α et β en fonction de X_1, X_2, et X_3. On a donc d'après le plan de phase;

$$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

$$\beta = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{F_{SN}} - \pi + \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

Avant de calculer les différents termes constituant les matices [A], [B] et [C], nous allons effectuer les dérivées partielles de R_1, R_2, α et β par rapport X_1, X_2, X_3, V_{IN} et f_{SN}. Car dans ce qui suit ces dérivées reviendront souvant;

On a donc;

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

Et, $$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

D'où,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_1} = \frac{\partial R_1}{\partial X_1} = \frac{1}{2} \frac{2X_1}{\sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}} = \frac{X_1}{R_1}$$

Et,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_2} - \frac{\partial R_1}{\partial X_2} - \frac{1}{2} \frac{2(V_{IN} - X_3 + X_2}{\sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}} - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1}$$

Aussi,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_3} - \frac{-(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} - 2 - - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} - 2$$

Et,

$$\frac{\partial R_1}{\partial X_3} - - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1}$$

De plus,

$$\frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} - \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1}$$

On a aussi;

$$\frac{\partial R_2}{\partial f_{SN}} - \frac{\partial R_1}{\partial f_{SN}} - 0$$

Les expressions des angles α et β sont données par;

$$\alpha = \frac{\pi}{f_{SN}} - \pi + \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\beta = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

Ainsi;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_1} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \left(\frac{1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right) - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1^2}$$

Et;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \left(\frac{-X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right) - \frac{-X_1}{R_1^2}$$

Aussi, on peut écrire;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_2} = \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} = \frac{-\partial \beta}{\partial X_2} = \frac{-\partial \beta}{\partial V_{IN}}$$

De plus;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_3} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right) - \frac{X_1}{R_1^2}$$

Et;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_3} = -\frac{\partial \beta}{\partial X_3}$$

On a par ailleurs;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} = -\frac{n}{f_{SN}^2} \quad ; \quad \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} = 0$$

Calcul des termes de la matrice de transition [A].

Dérivées partielles de g_1 par rapport a X_1, X_2 et X_3

La fonction g_1 est donnée par;

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{\partial R_2}{\partial X_2} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \cos\alpha$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_1} \sin\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \cos\alpha$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{\partial R_2}{\partial X_2} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \cos\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \sin\alpha - \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \cos\alpha$$

D'autre part;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = \frac{\partial R_2}{\partial X_3} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_3} \cos\alpha$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_1)}{R_1} \sin\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \cos\alpha$$

Dérivées partielles de g_2 par rapport a X_1,X_2 et X_3

La fonction g_2 est donnée par;

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{\partial R_2}{\partial X_1} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \sin\alpha$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_1} \cos\alpha - \frac{R_2}{R_1^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \sin\alpha$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{\partial R_2}{\partial X_2} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \cos\alpha + \frac{R_2}{R_1^2} X_1 \sin\alpha$$

D'autre part;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = \frac{\partial R_2}{\partial X_3}\cos\alpha - R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_3}\sin\alpha + 1$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_1)}{R_1}\cos\alpha - \frac{R_2}{R_1^2}X_1\sin\alpha + 1$$

Dérivées partielles de g_3 par rapport a X_1,X_2 et X_3

La fonction g_3 est donnée par;

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right)X_3 + \frac{1}{m}\left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right]$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_1}(1 - \cos\beta) + R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_1}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_1}(1 - \cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_1}\sin\alpha\right]$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{X_1}{R_1}(1-\cos\beta) - \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1}\sin\beta + \frac{X_1}{R_1}(1-\cos\alpha) + \frac{R_2}{R_1^2}(V_{IN}-X_3+X_2)\sin\alpha\right]$$

D'où;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{X_1}{R_1}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1^2}(-R_1\sin\beta + R_2\sin\alpha)\right]$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_2}(1-\cos\beta) + R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_2}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_2}(1-\cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_2}\sin\alpha\right]$$

Donc,

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1}(1-\cos\beta) + \frac{R_1}{R_1^2}X_1\sin\beta + \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1}(1-\cos\alpha) - \frac{R_2}{R_1^2}X_1\sin\alpha\right]$$

D'où;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{X_1}{R_1^2}(R_1\sin\beta - R_2\sin\alpha)\right]$$

D'autre part on a;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_3}(1-\cos\beta) + R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_3}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_3}(1-\cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_3}\sin\alpha\right] + \left(1 - \frac{n}{mR_N f_{SN}}\right)$$

Si, on pose que;

$$A = \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_1} \qquad B = \left(1 - \frac{n}{mR_N f_{SN}}\right)$$

On a alors;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[-A(1-\cos\beta) - \frac{R_1}{R_1^2}X_1\sin\beta - \frac{(V_{IN}-X_3+X_2+2R_1)}{R_1}(1-\cos\alpha) + \frac{R_2}{R_1^2}X_1\sin\alpha\right] + B$$

donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[-A(2-\cos\beta-\cos\alpha) - 2(1-\cos\alpha) + \frac{X_1}{R_1^2}(-R_1\sin\beta+R_2\sin\alpha)\right] + B$$

Calcul des termes de la matrice de contrôle [B];

Dérivées partielles des fonction g_1, g_2 et g_3 par rapport à f_{SN}:

On a;

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \cos\alpha$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = \frac{-\pi R_2}{f_{SN}^2} \cos\alpha$$

Aussi;

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

D'où;

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = -R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi R_2}{f_{SN}^2} \sin\alpha$$

De plus, on a:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m}\left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right]$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi X_3}{mR_N f_{SN}^2} + \frac{1}{m}\left[R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin\beta + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} \sin\alpha\right]$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{n X_3}{m R_N f_{SN}^2} - \frac{R_2}{m} \frac{n}{f_{SN}^2} \sin\alpha$$

Ce qui nous donne finalement;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{n}{f_{SN}^2} \left[\frac{X_3}{m R_N} - \frac{R_2}{m} \sin\alpha \right]$$

Calcul des termes de la matrice de contrôle [C];

Dérivées partielles des fonctions g_1, g_2 et g_3 par rapport à V_{IN}:

On a;

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} \sin\alpha + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \cos\alpha$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_1} \sin\alpha - \frac{R_2 X_1}{R_1^2} \cos\alpha$$

Aussi;

$$g_2 = V_{IN} + X_3 + R_2 \cos\alpha$$

D'où;

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} \cos\alpha - R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \sin\alpha$$

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} = 1 + \left[\frac{V_{IN} - X_3 + X_2}{R_1}\right]\cos\alpha + \frac{R_2 X_1}{R_1^2}\sin\alpha$$

De plus,on a;

$$g_3 = \frac{1}{m}\left[R_1(1-\cos\beta) + R_2(1-\cos\alpha)\right] + \left[1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right]X_3$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}}(1-\cos\beta) + R_1\frac{\partial b}{\partial V_{IN}}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}}(1-\cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}}\sin\alpha\right]$$

Ce qui nous donne finalement;

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m}\left[\frac{V_{IN}-X_3+X_2}{R_1}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{X_1}{R_1^2}(R_1\sin\beta - R_2\sin\alpha)\right]$$

Modèle pour $f_{SN} > 1$:

Dans le cas où $f_{SN} > 1$ on a d'après le plan de phase;

$$v_{CN} = 1 - V_{ON} + R_1 \cos\beta$$

Donc

$$X_2(k+1) = V_{IN}(k) - V_{ON}(k) + R_1 \cos\beta \qquad (79)$$

Et d'après l'équation 55 on a:

$$X_1(k+1) = R_1 \sin\beta \qquad (80)$$

Avec, k représente le kème cycle où il y a eu perturbation.

Remarque: Dans ce mode d'opération les interrupteurs fonctionnent en thyristor dual, donc le contrôle de la puissance à la sortie est effectué en contrôlant le temps de conduction des interrupteurs c'est à dire l'angle β. Ceci nous amène à exprimer nos variables d'état en fonction de l'angle β qui devient le paramètre de contrôle.
De la même manière que dans le cas où la fréquence de fonctionnement est $0.5 < f_{SN} < 1$, on tire l'expression de $X_3(k+1)$

$$X_3(k+1) = \left[1 - \frac{\pi}{mR_N F_{SN}(k)}\right] X_3(k) + \frac{1}{m}\left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right] \qquad (81)$$

Les équations (79), (80) et (81) forment le nouveau système d'équation qui décrit le système soit:

$$g_1 = R_1 \sin\beta$$

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}(k)}\right)X_3 + \frac{1}{m}\left(R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right)$$

Comme dans le cas précédent on va décomposer en série de Taylor et garder juste les deux premièrs termes afin de linéariser et d'obtenir la matrice de transition [A] et les matrices de contrôle [B] et [C];

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial X_1} & \frac{\partial g_1}{\partial X_2} & \frac{\partial g_1}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_2}{\partial X_1} & \frac{\partial g_2}{\partial X_2} & \frac{\partial g_2}{\partial X_3} \\ \frac{\partial g_3}{\partial X_1} & \frac{\partial g_3}{\partial X_2} & \frac{\partial g_3}{\partial X_3} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} \\ \frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} \end{bmatrix}$$

Donc, il faut exprimer R_1, R_2, α_1 et β en fonction de X_1, X_2, et X_3. On a donc d'après le plan de phase;

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

$$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

$$\alpha = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\beta = \frac{\pi}{F_{SN}} - \pi + \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

Avant de calculer les différents termes constituant les matices [A], [B] et [C], nous allons effectuer les dérivées partielles de R_1, R_2, α et β par rapport X_1, X_2, X_3, V_{IN} et f_{SN}. Car dans ce qui suit ces dérivées reviendront souvant;

On a donc;

$$R_2 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}$$

Et;
$$R_1 = \sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2} - 2X_3$$

D'où,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_1} - \frac{\partial R_1}{\partial X_1} = \frac{1}{2} \frac{2X_1}{\sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}} = \frac{X_1}{R_2}$$

Et,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_2} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} = \frac{1}{2} \frac{2(V_{IN} - X_3 + X_2 \cdot}{\sqrt{X_1^2 + (V_{IN} - X_3 + X_2)^2}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2}$$

Aussi,

$$\frac{\partial R_1}{\partial X_3} = \frac{-(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} - 2$$

Et,

$$\frac{\partial R_2}{\partial X_3} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2}$$

De plus,

$$\frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}} = \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2}$$

On a aussi;

$$\frac{\partial R_2}{\partial f_{SN}} = \frac{\partial R_1}{\partial f_{SN}} = 0$$

Les expressions des angles α et β sont données par;

$$\beta = \frac{\pi}{f_{SN}} - \pi + \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

$$\alpha = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)$$

Ainsi;

$$\frac{\partial \beta}{\partial X_1} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \quad \frac{1}{V_{IN} - X_3 + X_2} - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2^2}$$

Et;

$$\frac{\partial \beta}{\partial X_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \left(\frac{-X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right) - \frac{-X_1}{R_2^2}$$

Aussi, on peut écrire;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_2} = \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} = \frac{-\partial \beta}{\partial X_2} = \frac{-\partial \beta}{\partial V_{IN}}$$

De plus;

$$\frac{\partial \beta}{\partial X_3} = \frac{1}{1 + \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right)^2} \left(\frac{X_1}{V_{IN} - X_3 + X_2}\right) - \frac{X_1}{R_2^2}$$

Et;

$$\frac{\partial \alpha}{\partial X_3} = -\frac{\partial \beta}{\partial X_3}$$

On a par ailleurs;

$$\frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} = -\frac{n}{f_{SN}^2} \quad ; \quad \frac{\partial \alpha}{\partial f_{SN}} = 0$$

Calcul des termes de la matrice de transition [A].

Dérivées partielles de g_1 par rapport a X_1, X_2 et X_3

La fonction g_1 est donnée par;

$$g_1 = R_2 \sin\alpha$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1} \cos\beta$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_2} \sin\beta + \frac{R_1}{R_2^2} (V_{IN} - X_3 + X_2) \cos\beta$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2} \sin\beta + R_1 \frac{\partial a}{\partial X_2} \cos\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_2} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \sin\beta - \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \cos\beta$$

D'autre part;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = \frac{\partial R_1}{\partial X_3} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_3} \cos\beta$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial X_3} = - \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_2)}{R_2} \sin\beta + \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \cos\beta$$

Dérivées partielles de g_2 par rapport a X_1,X_2 et X_3

La fonction g_2 est donnée par;

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{\partial R_1}{\partial X_1}\cos\beta - R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_1}\sin\beta$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_1} = \frac{X_1}{R_2}\cos\beta - \frac{R_1}{R_2^2}(V_{IN} - X_3 + X_2)\sin\beta$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = \frac{\partial R_1}{\partial X_2}\cos\beta - R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_2}\sin\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_2} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2}\cos\beta + \frac{R_1}{R_2^2}X_1\sin\beta$$

D'autre part;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = \frac{\partial R_1}{\partial X_3}\cos\beta - R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_3}\sin\beta - 1$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_2}{\partial X_3} = -\frac{(V_{IN} - X_3 + X_2 + 2R_2)}{R_2}\cos\beta - \frac{R_1}{R_2^2}X_1\sin\beta - 1$$

Dérivées partielles de g_3 par rapport a X_1,X_2 et X_3

La fonction g_3 est donnée par;

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{mR_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m}\left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right]$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_1}(1 - \cos\beta) + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial X_1}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_1}(1 - \cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial X_1}\sin\alpha\right]$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{X_1}{R_2}(1-\cos\beta) - \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2}\sin\alpha + \frac{X_1}{R_2}(1-\cos\alpha) + \frac{R_1}{R_2^2}(V_{IN}-X_3+X_2)\sin\alpha\right]$$

D'où;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_1} = \frac{1}{m}\left[\frac{X_1}{R_2}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2^2}(-R_2\sin\alpha + R_1\sin\beta)\right]$$

Aussi;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_2}(1-\cos\beta) + R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_2}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_2}(1-\cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_2}\sin\alpha\right]$$

Donc,

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2}(1-\cos\beta) + \frac{R_1}{R_2^2}X_1\sin\beta + \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2}(1-\cos\alpha) - \frac{R_2}{R_2^2}X_1\sin\alpha\right]$$

D'où;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_2} = \frac{1}{m}\left[\frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{X_1}{R_2^2}(R_2\sin\alpha - R_1\sin\beta)\right]$$

d'autre par on a;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial X_3}(1-\cos\beta) + R_1\frac{\partial \beta}{\partial X_3}\sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial X_3}(1-\cos\alpha) + R_2\frac{\partial \alpha}{\partial X_3}\sin\alpha\right] + \left(1 - \frac{n}{mR_N f_{SN}}\right)$$

Si, on pose que;

$$A = \frac{(V_{IN}-X_3+X_2)}{R_2} \qquad B = \left(1 - \frac{n}{mR_N f_{SN}}\right)$$

On a alors;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[-A(1-\cos\beta) + \frac{R_1}{R_2^2} X_1 \sin\beta - \frac{(V_{IN}-X_3+X_2+2R_2)}{R_2}(1-\cos\alpha) - \frac{R_2}{R_2^2} X_1 \sin\alpha\right] + B$$

donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial X_3} = \frac{1}{m}\left[-A(2-\cos\beta-\cos\alpha) - 2(1-\cos\beta) + \frac{X_1}{R_2^2}(R_1 \sin\beta - R_2 \sin\alpha)\right] + B$$

Calcul des termes de la matrice de contrôle [B];

Dérivées partielles des fonction g_1, g_2 et g_3 par rapport à f_{SN}:

On a;

$$g_1 = R_1 \sin\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \cos\beta$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial f_{SN}} = \frac{-\pi R_1}{f_{SN}^2} \cos\beta$$

Aussi;

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

D'où;

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = -R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_2}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi R_1}{f_{SN}^2} \sin\beta$$

De plus, on a:

$$g_3 = \left(1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}}\right) X_3 + \frac{1}{m}\left[R_1(1 - \cos\beta) + R_2(1 - \cos\alpha)\right]$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi X_3}{m R_N f_{SN}^2} - \frac{1}{m} R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi X_3}{m R_N f_{SN}^2} - \frac{1}{m} R_1 \frac{\partial \beta}{\partial f_{SN}} \sin\beta$$

Ce qui nous donne finalement;

$$\frac{\partial g_3}{\partial f_{SN}} = \frac{\pi}{f_{SN}^2}\left[\frac{X_3}{m R_N} - \frac{R_1}{m} \sin\beta\right]$$

Calcul des termes de la matrice de contrôle [C];

Dérivées partielles des fonctions g_1, g_2 et g_3 par rapport à V_{IN}:

On a;

$$g_1 = R_1 \sin\beta$$

Donc;

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} \sin\beta + R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \cos\beta$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_1}{\partial V_{IN}} = \frac{(V_{IN} - X_3 + X_2)}{R_2} \sin\alpha - \frac{R_1 X_1}{R_2^2} \cos\beta$$

Aussi;

$$g_2 = V_{IN} - X_3 + R_1 \cos\beta$$

D'où;

$$\frac{\partial g_2}{\partial V_{IN}} \qquad 1 + \frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}} \cos\beta - R_1 \frac{\partial \beta}{\partial V_{IN}} \sin\beta$$

D'autre part on a;

$$g_3 = \frac{1}{m}\left[R_1(1-\cos\beta) + R_2(1-\cos\alpha)\right] + \left[1 - \frac{\pi}{m R_N f_{SN}}\right] X_3$$

Ainsi;

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m}\left[\frac{\partial R_1}{\partial V_{IN}}(1-\cos\beta) + R_1 \frac{\partial b}{\partial V_{IN}} \sin\beta + \frac{\partial R_2}{\partial V_{IN}}(1-\cos\alpha) + R_2 \frac{\partial \alpha}{\partial V_{IN}} \sin\alpha\right]$$

Donc finalement;

$$\frac{\partial g_3}{\partial V_{IN}} = \frac{1}{m}\left[\frac{V_{IN} - X_3 + X_2}{R_2}(2-\cos\beta-\cos\alpha) + \frac{X_1}{R_2^2}(R_2 \sin\alpha - R_1 \sin\beta)\right]$$

Résultats de simulation pour l'étude en régime dynamique:

Les courbes montrées aux figures 4.1 à 4.3 montrent l'évolution du gain statique, la bande passante ainsi que l'évolution de la phase du système pour des perturbations à différentes fréquences. Ces courbes sont utilisées pour le calcul d'un circuit régulateur qui sera intégré dans la boucle de contre réaction. De plus, l'analyse de ces courbes du diagramme de Bode montre que le système se comporte comme un système du premier ordre. Sa fréquence de coupure est dictée par la constante de temps de la charge.

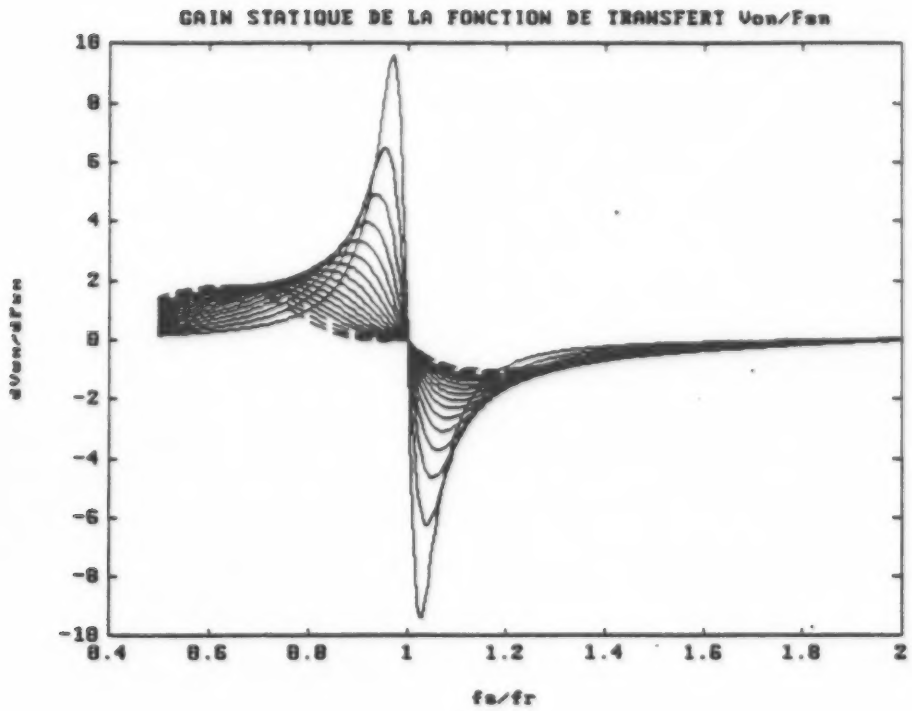


Figure 4.1. Gain statique de la fonction de transfert Von/Fsn

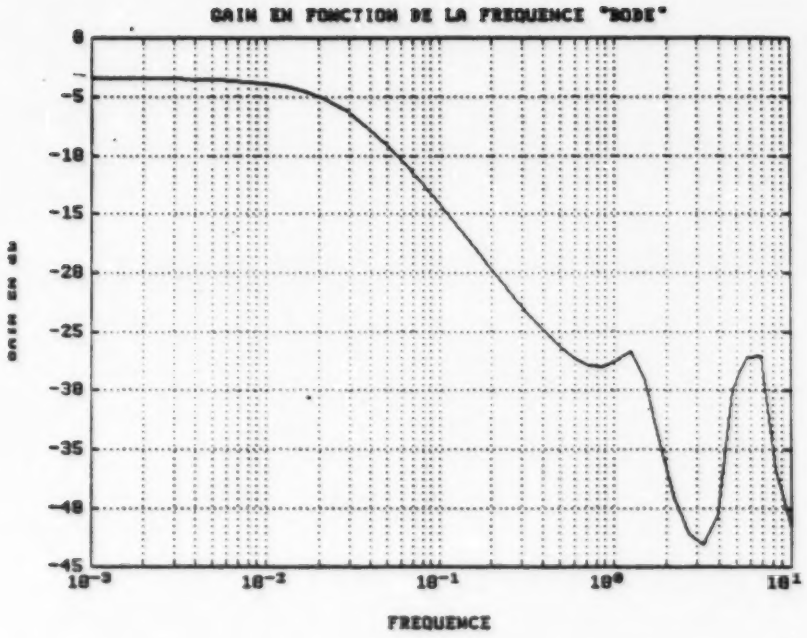


Figure 4.2. Diagramme de Bode , gain versus fréquence(Fsn<1)

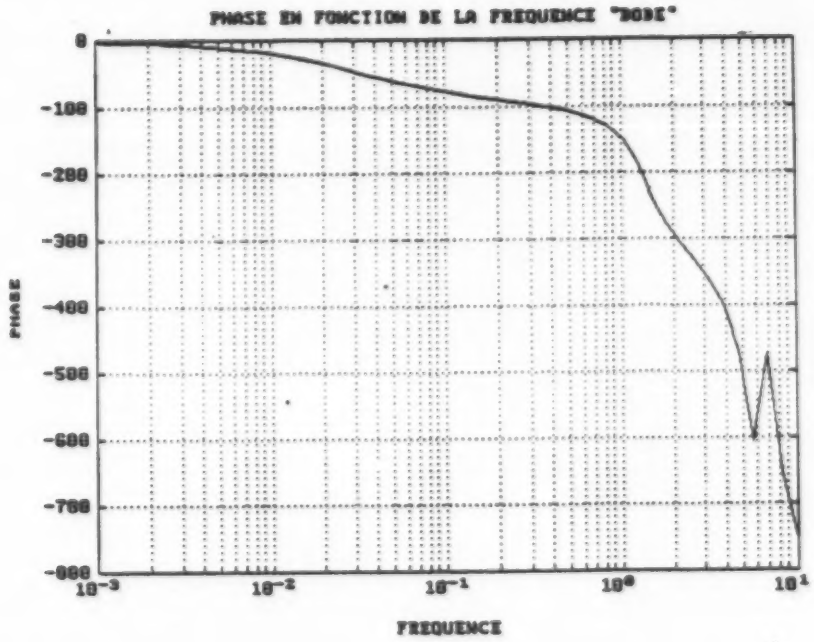


Figure 4.3. Diagramme de Bode, phase versus fréquence(Fsn<1)

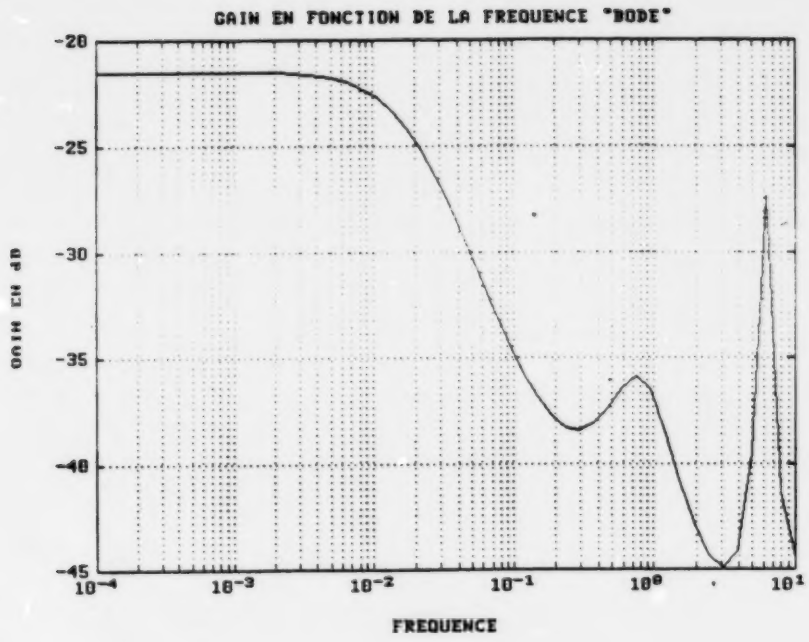


Figure 4.4. Diagramme de Bode, gain versus fréquence(Fsn>1)

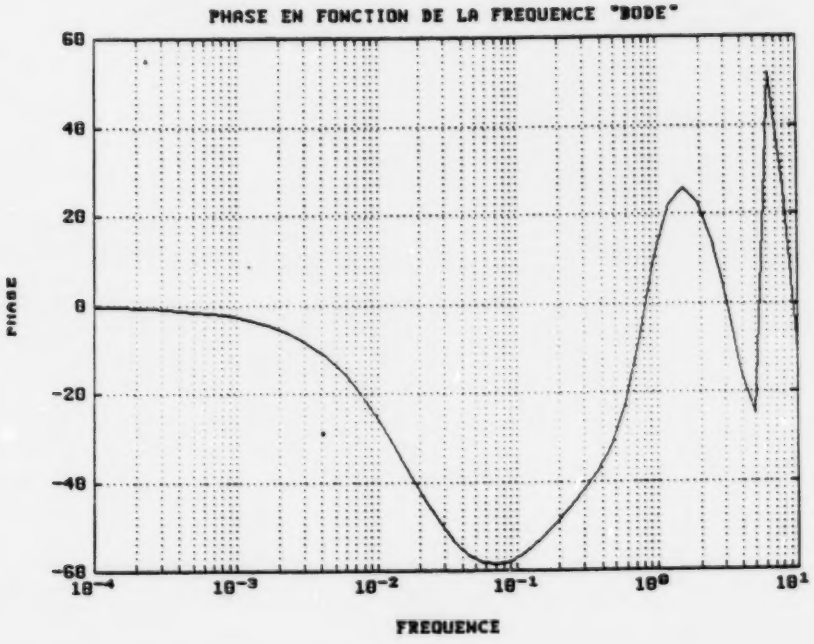


Figure 4.5. Diagramme de Bode, phase versus fréquence(Fsn>1)

V- DIMENSIONNEMENT (fs < fr/2):

Le dimensionnement d'un convertisseur statique consiste en la détermination des diverses contraintes que doivent subir ses éléments constructifs. Ces contraintes sont établies à partir de la connaissance du cahier des charges qui définit notamment la puissance de sortie et les conditions dans lesquelles cette puissance doit être délivrée, la tension d'alimentation et ses variations et éventuellement la fréquence de fonctionnement qui peut être aussi imposée par la technologie adoptée.

Dans le cas particulier du convertisseur à résonance série, la tenue en tension de tous les interrupteurs est entiérement déterminée par les tensions d'entrée et de sortie qui sont données par le cahier des charges. Le dimensionnement consiste donc à définir l'inductance L et le condensateur C du circuit oscillant, le rapport de transformation n du transformateur haute fréquence, et à préciser le calibre en courant dans les interrupteurs. Il est à noter que le courant crête dans les interrupteurs est très grand (mauvais facteur de forme). Ainsi, ce mode de fonctionnement n'est envisageable qu'avec des composants dimensionés en courant efficace (thyristor, GTO, COMFET...). De plus, les contraintes que subissent les composants étant dépendants du cahier des charges mais aussi des valeurs de L, C et n. Il est impératif de disposer d'une méthode de dimensionnement qui conduit à un circuit satisfaisant ce cahier des charges, dans laquelle les contraintes subit par les composants sont bien définies et gérées.

Pour effectuer ce dimensionnement, les interrupteurs sont supposés parfaits. Les tensions d'alimentations d'entrée et de sortie parfaitement filtrées. Les pertes dans les inductances et les condensateurs sont négligeables. L'inductance de fuite du transformateur est comprise dans l'inductance L du circuit oscillant. Le courant magnétisant négligable. Dans le cadre de ces hypothèses, on dispose par ailleurs des résultats de l'étude analytique en régime permanent du convertisseur à résonance série. Enfin, il est bien évident que ce dimensionnement doit se faire dans le pire cas, c'est-à- dire pour la tension d'alimentation minimale que nous supposons constante et égale à E, et pour la puissance de sortie nominale.

***remarque:* Les équations utilisées dans le cadre du dimensionnement sont les mêmes que celles déduites au cours de l'étude analytique, ramenées à leurs grandeurs réelles pour le mode conduction discontinue.

Courant maximum dans les transistors T1 à T4:

$$I_{Tmax} = (1 + V_{ON})\, E \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (70)$$

Ainsi , la contrainte sera maximale si la tension à la sortie est E on a :

$$V_{ON} = 1$$

D'où,

$$I_{Tmax} = 2E\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (71)$$

Courant maximum dans les diodes D1 à D4 :

$$I_{Dmax} = (1 - V_{ON})E\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (72)$$

Ainsi, la contrainte sera maximale lorsqu'on aura un court circuit soit:

$$V_{ON} = 0$$

D'où;

$$I_{Dmax} = E\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (73)$$

De plus on a la fréquence propre qui est donnée par:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (74)$$

(23)*(27) nous donnent:

$$L = \frac{E}{\pi I_{Tmax} f_r} \qquad (75)$$

On a aussi le courant moyen dans la charge qui est donnée par:

$$I_{OUT} = \frac{4 f_s E}{\pi f_r} \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (75)$$

Ce courant est maximum pour $f_{SN} = 0.5$;

D'où;

$$\overline{I_{OUTM}} = \frac{2}{\pi} E \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad (76)$$

(24) et (30) nous donnent le courant maximum dans les interrupteurs en fonction du courant maximum à la sortie;

$$I_{TMAX} = \overline{I_{OUTM}} \cdot \pi \qquad (77)$$

Et le courant maximum dans les diodes D1 à D4 est donné par;

$$I_{DMAX} = \overline{I_{OUTM}} \cdot \frac{\pi}{2} \qquad (78)$$

Ainsi l'expression de l'inductance L devient;

$$L = \frac{E}{\pi^2 \overline{I_{OUTM}} f_r} \qquad (79)$$

Et l'expression du condensateur C est;

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2 L} \qquad (80)$$

VI-CHOIX DE L'INTERRUPTEUR COMMANDABLE:

Pour le mode de fonctionnement que l'on a adopté ($f_{SN} < 0.5$). La charge de l'onduleur a le comportement capacitive, la tension est toujours en avance par rapport au courant. De plus, les interrupteurs commandables bloquent au passage par zero du courant. Ainsi, l'interrupteur adéquat pour ce mode est le **thyristor**. Cependant, la technologie thyristor est limitée en rapidité à cause du temps de recouvrement inhérent à la structure interne du composant.

Ainsi, on avait à choisir pour une autre technologie permetant d'une part de simuler le fonctionnement thyristor et d'autre part pouvant opérer à des fréquences trés élevées (100kHz). Nous avons laissé de côté la technologie du bipolaire car celle-ci est limitée aussi en fréquence (50 kHz), et le circuit de commande est complexe. Nous avons donc opté pour une technologie mettant en œuvre le transistor à effet de champ car il offre des vitesses de commutation permetant de fonctionner à haute fréquence avec une commande simple Néanmoins, la résistance directe R_{DSON} de ce transistor à effet de champ est liée à sa tension de blocage (BV_{DSS}) par la relation suivante:

$$R_{DS(ON)} = \left[B\,V_{DSS}\right]^{2.8}$$

Nous constatons qu'à partir de cette relation, la résistance augmente plus vite que la tension de blocage. Ceci a pour conséquence de limiter l'utilisation du MOSFET dans les applications fort courant et haute tension, car les MOSFETs haute tension, fort courant souffrent d'une dissipation élevée en conduction, due à leur forte résistance passante R_{DSON}; celle-ci, pourtant se verra améliorée par une augmentation de la densité des cellules. Cependant cette technique s'appliquera principalement qu'aux MOSFETs jusqu'à 200 Volts, car la résistance d'un MOSFET haute tension est due principalement à la résistance de la couche épitaxiale, laquelle doit rester épaisse pour obtenir de fortes tensions de claquage. Le prolongement de la région de drain est la plus importante contribution à la résistance directe dans les transistors MOSFETs

haute tension. Au fur et à mesure que la tension de blocage augmente, cette région doit être prévue plus épaisse et faiblement dopée pour supporter la tension desirée. C'est cette composante de la résistance directe que le transistor à effet de champ à conduction modulée [9] (COMFET) réduit de manière significative. Cette réduction est obtenue par l'injection de porteurs minoritaires dans le substrat. Pour un niveau de 400 Volts, la réduction de la résistance spécifique directe par unité de surface est environ d'un facteur de dix.

De même qu'un MOSFET, un COMFET est constitué d'un ensemble de cellules en parallèle. La fabrication d'un COMFET est identique à celle d'un MOS de puissance (DMOS vertical). Au repos, un COMFET canal N peut être simulé par un PNP bipolaire à large base, commandé par un MOSFET canal N (fig.1) qui fournit son courant de base. Ainsi, le courant de collecteur du COMFET est commandé par la tension de grille du MOSFET.

L'émetteur est à la masse et le collecteur est placé à un potentiel plus élevé. Si la tension grille-émetteur est nulle, la jonction supérieure J1 est polarisée en inverse, et le COMFET est en mode de blocage direct. Quand une tension suffisante est appliquée sur la grille, un canal d'inversion se forme sous celle-ci et le courant du MOSFET circule de la région de source N^+ vers la couche épitaxiale N^- et forme alors le courant de base du PNP. La jonction J2 est alors polarisée en direct, et le composant tout entier entre en conduction. Des trous sont injectés de la région P^+ (substrat) vers la couche N^- (Zone épitaxiale): certains se recombinent avec les électrons du canal et le reste est collecté par les puits P^+ et P^- supérieurs. La densité des porteurs minoritaires ainsi injectés est de 100 à 1000 fois plus importante que le niveau de dopage des zones épitaxiales N^-. Cette modulation de la conductivité de la zone épitaxiale par les porteurs minoritaires permet au transistor COMFET de fonctionner à des densités de courant 20 fois supérieures à celle d'un MOSFET équivalent.

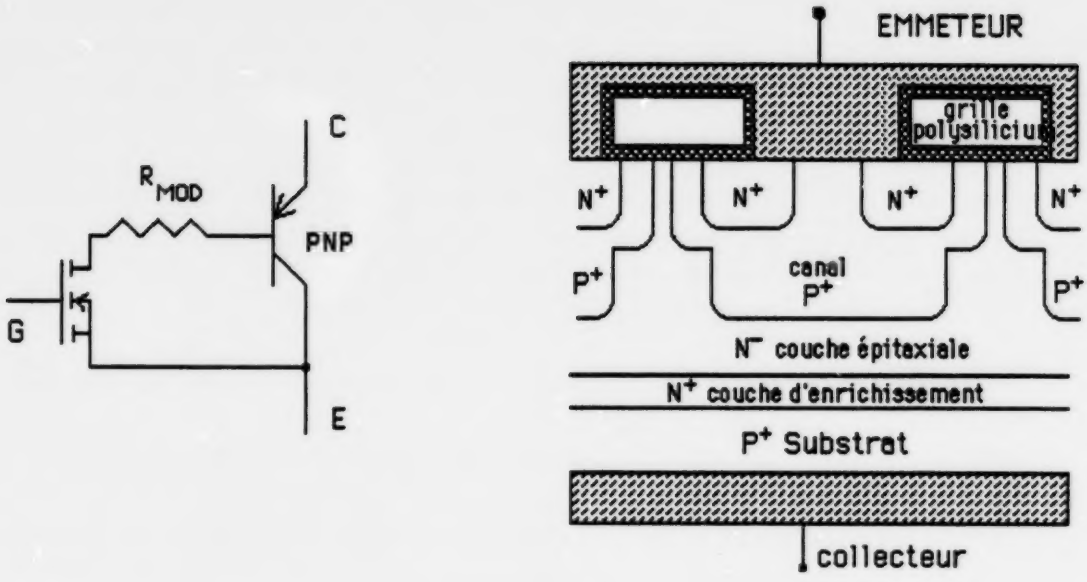


Figure 6.1 circuit equivalent et structure d'une cellule

La figure 6.2. donne les caractéristiques de sortie du COMFET, les appellations, grille, émetteur et collecteur, reflétent la nature MOSFET de l'entrée, et celle bipolaire de la sortie. Comme pour les MOSFETs, les courbes de sorties sont données pour des variations de la tension grille-emtteur. Cependant, contrairement au MOSFET, il éxiste une petite tension de seuil sur le collecteur avant qu'un courant significatif ne passe dans celui-ci. Cela est dû à la chute de tension de la jonction émetteur-base du transistor PNP. Malgré cela, une fois que l'on a dépassé ce décalage, la résistance de conduction (dans la région de sturation) est bien plus faible pour un COMFET que pour un MOSFET, ce qui aboutit à une tension globale inférieure pour des courants identiques.

Cette tension de seuil ne devient importanteque pour les faibles tensions de claquage, ce qui explique que le COMFET soit destiné aux applications hautes tensions.

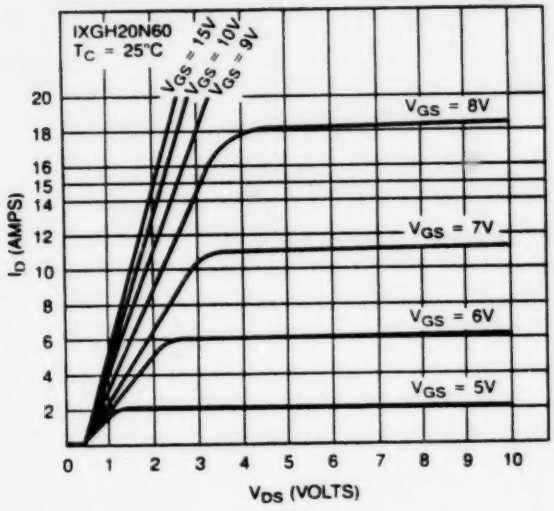


Figure 6.2

Comportement en conduction du COMFET;

Le courant qui circule dans le collecteur est égal à la somme du courant MOSFET I_{MOS} et du courant bipolaire I_{BJT}. Comme le courant de drain du MOSFET est le courant de base du PNP, on a:

$$I_{BJT} = \beta . I_{MOS} \quad \text{avec} \quad \beta\text{: gain du PNP}$$

Les proportions de courant du MOSFET par rapport au courant dans le bipolaire varient avec la tension de clacage. Lorsque celle-ci est plus élevée, l'épaisseur de la couche épitaxiale est plus importante ce qui diminue le gain du PNP, et par conséquent augmente le courant du MOSFET(pour les même puissance commuter). La chute de tension directe aux bornes du COMFET est égale à la somme de celle du MOSFET, celle de la résistance modulé, et de celle au bornes de la jonction base-émetteur (V_{BE}) du transistor PNP.

D'autre part, lorsque la température du composant augmente, le gain du bipolaire en fait de même, alors que le V_{BE} diminue, ce qui tend à réduire la chute de tension directe. D'un autre côté, la chute de tension d'un MOSFET augmente avec la température. Ces effets tendent à s'annuler; par conséquent, la chute de tension d'un COMFET présente une dérive en température moins importante qu'un bipolaire ou qu'un MOSFET. Le coefficient de température est d'abord négatif (comme pour un bipolaire) puis nul, enfin positif (comme pour un MOSFET) lorsque la densité de courant augmente. Ainsi, aux forts courants on n'a pas à équilibrer les courants dans le cas d'une mise en parallèle, tout comme pour les MOSFETs.

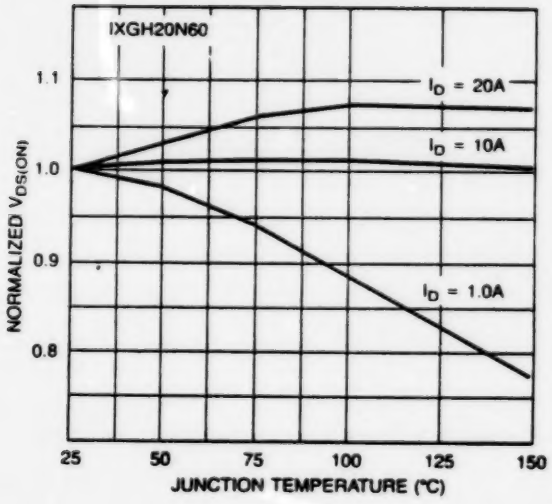


Figure 6.3

Comportement à la mise en conduction

Comme le MOSFET, Le COMFET présente une charge capacitive sur sa grille. Ainsi que pour le MOSFET, la phase de mise en conduction peut se diviser en trois périodes distinctes. (Fig.4)

Dans la région I, la capacité d'entrée se charge jusqu'à ce que la tension d'entrée atteigne le seuil de conduction Vgs seuil. Dans la région II, la mise en conduction s'achève, la tension collecteur chute à 10% de sa valeur initiale. Dans cette zone, la capacité effective d'entrée s'accroît énormément du fait de l'effet Miller. Dans la région III, la tension collecteur atteint progressivement son niveau de saturation. Au début de la région III, la capacité d'entrée élevée car la tension de collecteur est inférieure à la tension de grille.

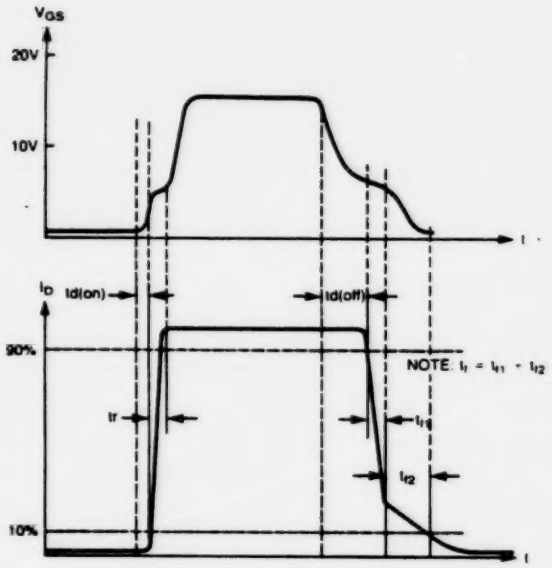


Fig 6.4.

Comportement au blocage.

La période de blocage est aussi composée de trois régions (figure 4) dans le cas de la commutation d'une charge inductive. La région I est celle où la décharge de la grille est juste à la limite de maintient du courant collecteur. la région II correspond à l'inversion de la tension sur C_{ge} , dont la valeur est toujours importante. La tension de grille reste toujours constante, et la tension collecteur commence à remonter. Ces deux régions représentent le temps de retard à la coupure. Si on se réfère à la figure 1 quand Le COMFET conduit, le MOSFET empêche la jonction base collecteur du PNP d'être polarisée en directe. Par conséquent, le PNP n'introduit pas le temps de stockage significatif pendant la coupure. Dans la zone III, la tension collecteur augmente rapidement à une vitesse contrôlée par le courant fourni par la grille pour décharger C_{ge}.

La descente du courant de blocage présente deux parties distinctes:

Une chute de tension rapide suivie par une lente descente exponentielle. La chute initiale rapide est due à la vitesse du MOSFET. Une fois que le MOSFET est bloqué, le PNP se désature avec sa base en circuit ouvert. Le circuit de commande grille contrôle seulement le délai initial de coupure, et de la descente du courant MOSFET.

Résumé des caractéristiques du COMFET

Les caractéristiques du transistor FET à conductivité modulée peuvent être résumées comme suit:

1- Contrôler par tension de grille: faible puissance de grille requise du même ordre que le transistor MOSFET de puissance standard.

2- Coupure lorsque le signal de grille est supprimé, contrairement au thyristor.

3- Tension de déchet non linéaire comme le thyristor.

4- Vitesse d'enclenchement: rapide, semblable au transistor MOSFET

standard.

5- Vitesse de coupure: lente, semblable au transistor bipolaire.

6- Tension aux bornes de l'interrupteur indépendante de la température.

Protection du FET à conductivité modulée.

L'oxyde qui sépare la grille du drain et de la source a une épaisseur assez faible (pour avoir un grand C_O, donc un courant I_D assez élevé) et celui-ci est susceptible de pincement par suite de surtensions.

Autrement dit, à la mise en conduction, des oscillations dans le circuit de gate peuvent produire une tension transitoire excédant la caractéristique VGS maximale, ce qui va perforer la fine couche d'oxyde de gate et la détruire.

Pour prévenir ce danger, il faut utiliser une diode zener entre grille et source du transistor COMFET de valeur appropriée comme l'indique la figure 1. Il importe de noter que cette zener doit être montée physiquement au plus près du transistor à protéger.

VII- REALISATION PRATIQUE.

Le prototype de la source d'alimentation a été réalisé au laboratoire d'électronique de puissance de l'Univérsité du Québec à Trois-Rivières.

L'unité que nous avons réalisé (figure 7.1) est un convertisseur monophasé utilisant le principe de la résonance série. Il est constitué de trois étages de conversion distincts.

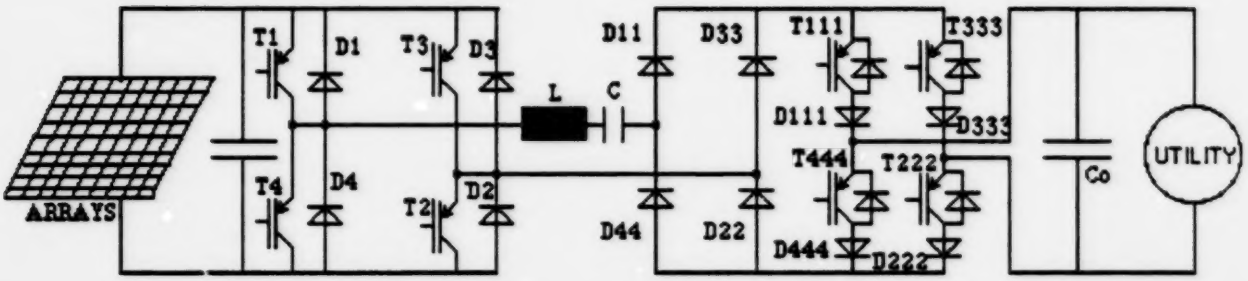


Figure 7.1. Unité de puissance

Un onduleur haute fréquence (premier étage) constitué de quatre interrupteurs de type COMFET (IXGQ 50N60Y4) de la compagnie IXYS. Le circuit de charge de l'onduleur est formé par un circuit oscillant série connecté en série avec un transformateur haute fréquence qui sert, d'une part, à adapter la charge et d'autre part, à assurer une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie.

La stratégie de commande de l'onduleur est l'attaque à fréquence variable du circuit résonnant. Or, d'après l'étude de la structure (partie II), La fréquence d'opération du convertisseur est choisie en dessous de la moitié de la fréquence de résonance du circuit oscillant. Dès lors, la commutation des interrupteurs de l'onduleur est du type thyristor. Ainsi, l'interrupteur est constitué par un COMFET avec sa diode antiparallèle. Il est donc commandé à la fermeture et son ouverture est effectué par le circuit de charge. Le secondaire du transformateur alimente un pont de diodes (deuxième étage). La commutation de ces diodes se fait toujours à courant nul. Car, il n'y a

pas d'énergie emmagasinée dans les inductances de câblage lors de la commutation, elles ne sont soumises à aucune surtension. Le redresseur à diodes débite (liaison directe) dans un commutateur de courant (troisième étage) dont la charge est un condensateur de filtrage Co placé en parallèle avec le réseau. Chaque interrupteur du commutateur est composé d'un COMFET monté en serie avec une diode afin de former un interrupteur bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant. Le commutateur de courant est commandé de manière synchrone avec le passage par zéro de la tension du réseau afin d'assurer un facteur de puissance unitaire.

REMARQUE: La charge vue par le transistor de puissance (Tp) est un circuit oscillant et la fréquence de fonctionnement étant inférieure à .5 fr, le courant décrît une alternance complète, le transistor Tp se bloque au passage par zéro et la diode qui lui est montée en antiparallèle se met à conduire. Ainsi, on bloque le COMFET à courant nul, ceci permet d'éviter le courant de traînage inhérent de celui-ci d'où la possibilité de fonctionner à des fréquences élevées (200 kHz).

Nous avons conçu dans une première étape une carte d'interface (figure 7.2) qui permet de varier la fréquence de fonctionnement de l'onduleur haute fréquence soit le premier étage de puissance. . Cette carte, comprend comme étage d'entrée un oscillateur contrôlé en tension (V.C.O), ayant une bonne linéarité (MC 4046), qui attaque simultanément, un diviseur par deux (MC 4013, soit un bascule JK) et un monostable (MC 4047) dont la largeur d'impulsion est fixée à $2/f_r < t_{on} < 1/f_r$. Les sorties de la bascule Q et $\overline{Q}$ sont ensuite multipliées avec le signal du monostable à travers deux portes "ET" (MC 4081). Ceci, génère les deux signaux d'allumage des COMFETs d'un même bras du convertisseur. Ainsi, à partir d'un signal analogique "v_c", on fait varier la fréquence de fonctionnement du convertisseur de 20 kHz à 100 kHz, la fréquence de résonance étant de 200 kHz.

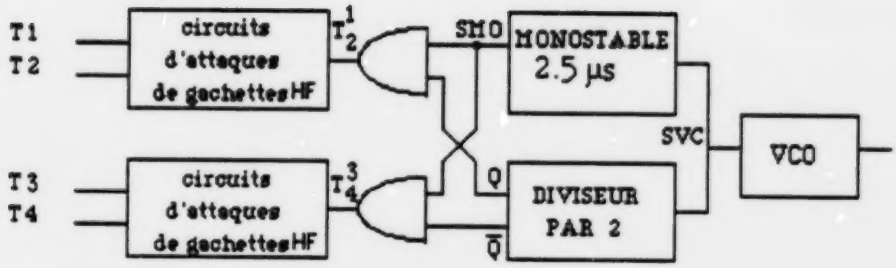


Figure 7.2. Carte d'interface pour le convertisseur à résonance série

Le chronogramme des signaux du circuit d'interface sont présentés à la figure 7.3.

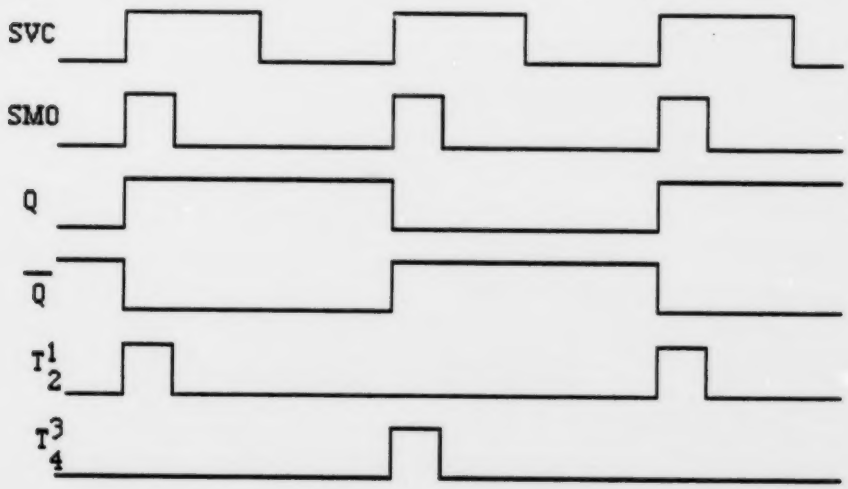


Figure 7.3. Chronogramme du circuit d'interface pour le convertisseur à résonance.

Chaque signal d'allumage soit T_1^2 ou T_3^4 (fig. 7.2) pilote un circuit d'attaque de gâchettes (figure 7.4). Un circuit d'attaque de gâchettes est composé, d'un transformateur d'impulsions (Hammond 610B) dont le primaire est monté en paralléle avec deux diodes Zener Z4 et Z5 de 15 Volts en serie avec une diode D3 (circuit de démagnétisation), ce transformateur délivre une tension de 15 Volts à ses deux secondaires lorsque le transistor Q1 (SN75468) qui constitue l'étage d'amplification est passant. Ainsi, ayant 15 Volts au secondaire les diodes D1 et D2 se trouvent polarisées en directe, la jonction base-émetteur du transistor Q2 est polarisée en inverse et la capacité d'entrée du COMFET se charge, il devient donc conducteur. Lorsque le transistor Q1 bloque, le transformateur se démagnétise par son enroulement primaire, il apparait une tension négative au secondaire ainsi la jonction base-émetteur de Q2 se trouve polarisée en directe, il devient donc passant et la capacité d'entrée du COMFET se décharge à travers celui-ci. Les diodes Zener Z1 et Z2 sont placées aux bornes de la gâchette pour limiter la tension à ±15 Volts.

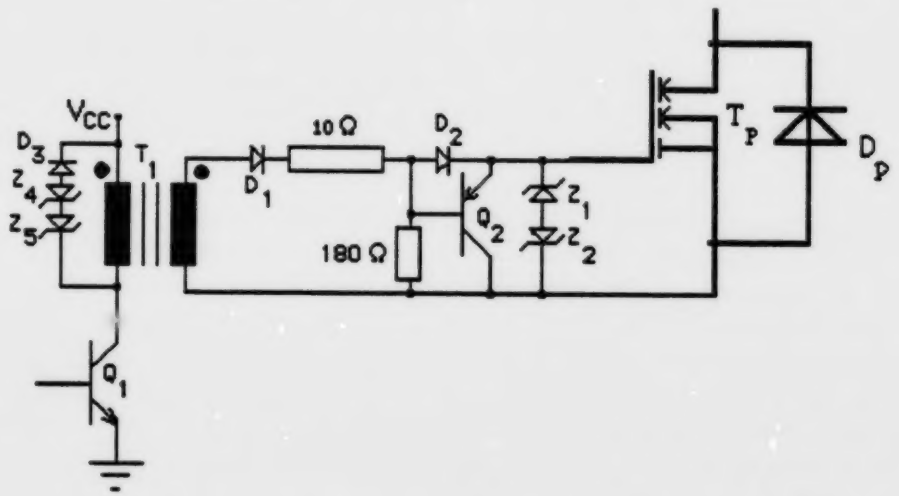


Figure 7.4. Circuit d'attaque de gâchette

On a conçu, dans une seconde étape un circuit (figure 7.5) d'interface pour commander le commutateur de courant (troisième étage de puissance). À partir d'un signal alternatif sinusoïdale (réseau) il façonne les signaux d'amorçage des interrupteurs du commutateur basse fréquence. La tension du réseau est abaissée à l'aide d'un transformateur 60 Hz basse puissance (TR1), qui attaque un détecteur de passage par zéro (LM 311) lequel fournit un signal 0 Volt à 15 Volts dont le rapport cyclique et de 50 %. Ce signal est alors appliqué simultanément à deux circuits d'attaques de gâchettes (transistors passant en même temps) et à une porte inverseuse qui à son tour pilote l'autre paire de circuits d'attaque.

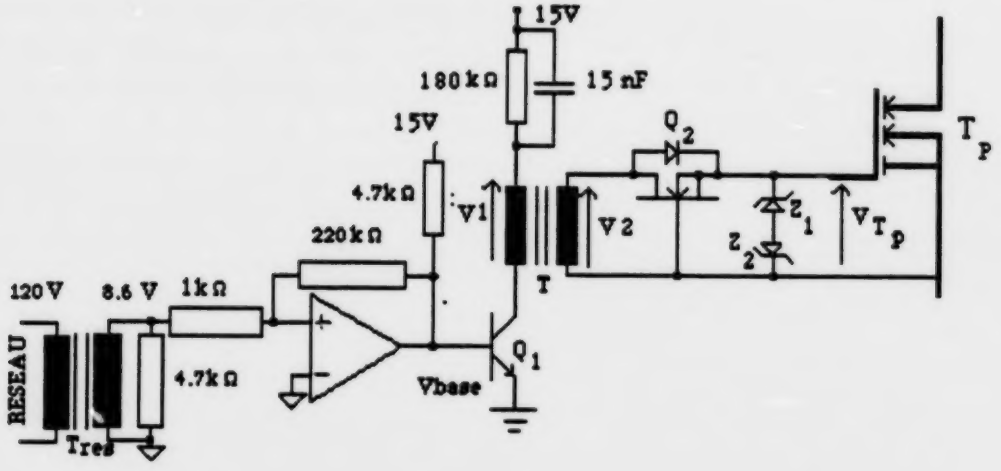


Figure 7.5 Carte d'interface pour le commutateur de courant basse fréquence

Il est à noter que le transformateur T est un transformateur haute fréquence (150 V.µs) donc il rentre en saturation aprés 10 µs lorsque Q1 conduit. Néanmois, ce temps suffit à charger la capacité d'entrée du COMFET par l'intermédiaire de la diode intrinsèque du transistor Q2. Aussi, lorsque le transformateur T sature la tension vue entre la gâchette et la source de Q2 est nulle donc il ne conduit pas, sa diode non plus, ainsi le COMFET reste conducteur. Quand, on bloque Q1 le transformateur se démagnétise par le secondaire, il apparait donc une tension positive à la gâchette de Q2, il devient donc conducteur, ainsi la capacité d'entrée du COMFET se décharge et il bloque. Le chronogramme de la figure 7.6 illustre le fonctionnement.

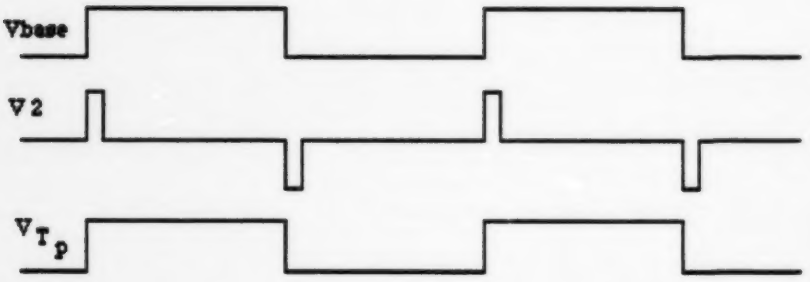


Figure 7.6. Chronogramme du circuit d'interface pour le commutateur de courant.

La troisième étape consistait en l'élaboration d'un circuit de régulation qui fournit la tension de commande v_c du V.C.O. Ce circuit est en fait composé de deux types de boucles de régulation. Un régulateur à hystérésis formé autour d'un LM 319 (figure 7.7) qui façonne le courant (réseau) pour des faibles puissances ou lors du passage par zéro du courant pour des puissances supérieures à 20 % de la puissance nominale. L'autre boucle d'asservissement (figure 7.8) est constituée d'un calculateur d'erreurs, d'un proportionnel integral avec limiteur et d'un étage d'adaptation dont la sortie varie pour une faible erreur de 1.65 Volts à 12 Volts pour une erreur maximale, donc adapté au V.C.O. de la première carte d'interface.

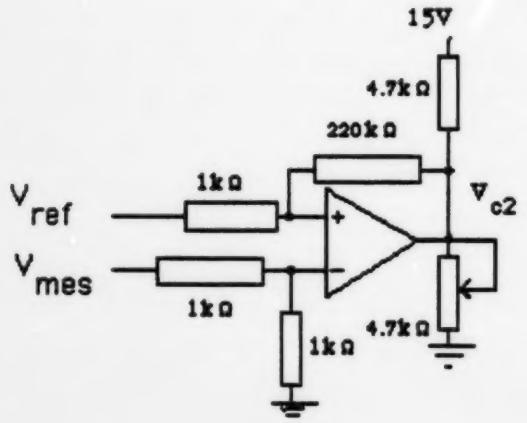


Figure 7.7. Régulateur à hystérésis

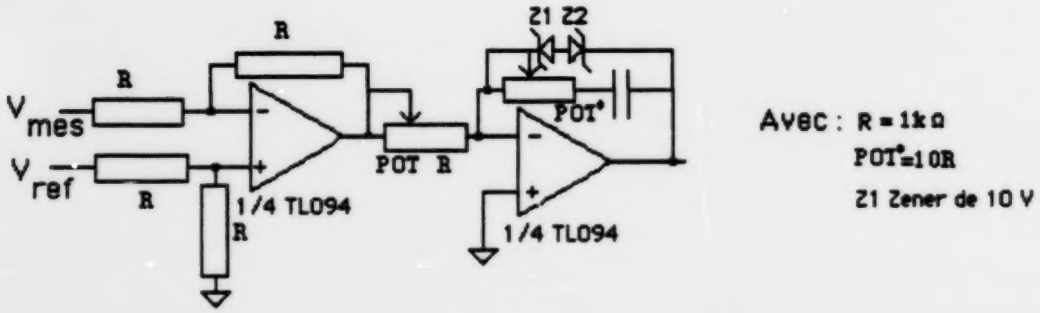


Figure 7.8. Régulateur proportionnel integral

Le passage d'une boucle de régulation à une autre est assuré par un détecteur de seuil qui contrôle un interrupteur analogique (AD7503). Ainsi, dépendament du niveau de la référence, l'une ou l'autre des deux boucles asservie le système.

Le signal de référence (figure 7.9) est formé à partir de la tension du réseau qui est abaissée à l'aide du transformateur TR1, elle est alors appliquée à un redresseur à diodes sans seuils (TL094) dont la sortie attaque un circuit variateur de référence (TL094). Le signal de mesure (figure 7.10), quant à lui est élaboré à l'aide d'un circuit détecteur de courant (tore 60 Hz), suivit d'un amplificateur ainsi que d'un redresseur à diodes sans seuil.

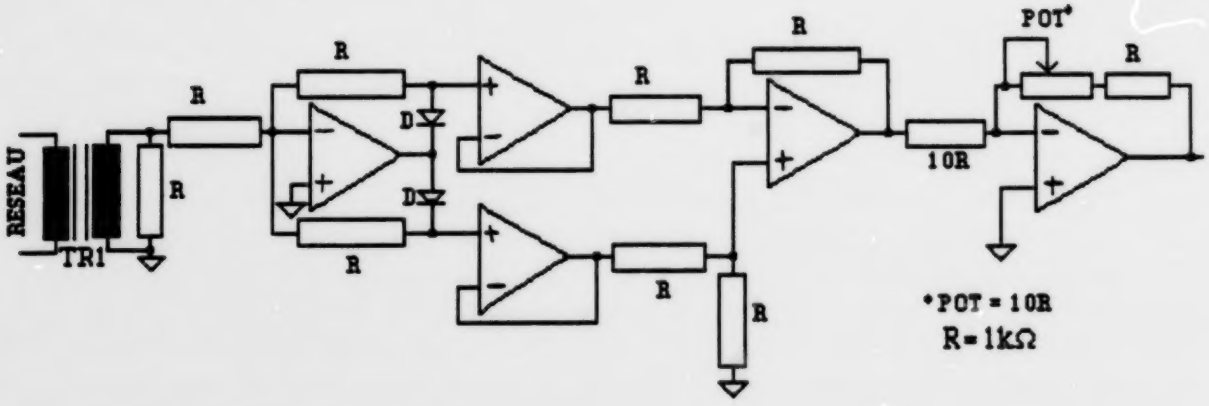


Figure 7.9. Circuit pour former la référence

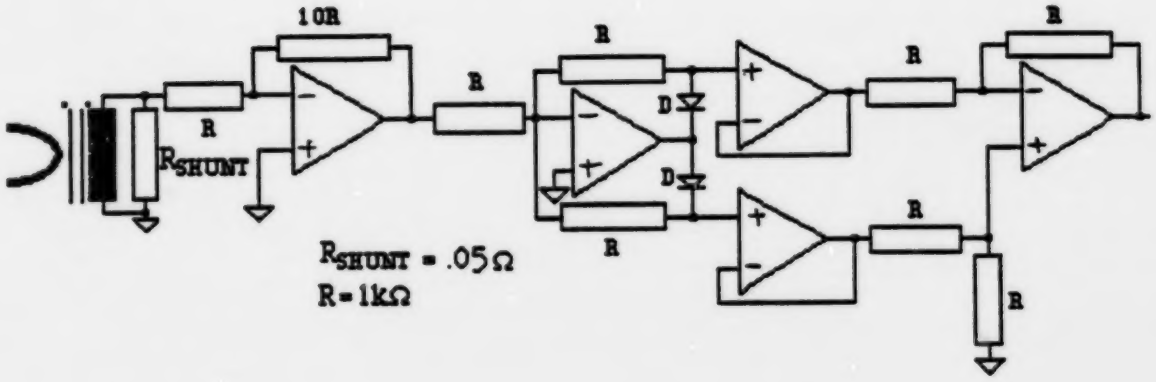


Figure 7.10. Circuit de mesure du courant

En résumé, le circuit de régulation est composé essentiellement d'un circuit de synchronisation avec le réseau, de deux boucles d'asservissement qui assurent à tour de rôle le contrôle du systéme en fonction du niveau de la référence et d'un capteur de courant. À ceci, s'ajoute les circuits d'attaque de gâchettes de l'onduleur et du commutateur. Le diagramme de la boucle de régulation est donné à la figure 7.11. La figure 7.12 donne une idée plus détaillée du circuit.

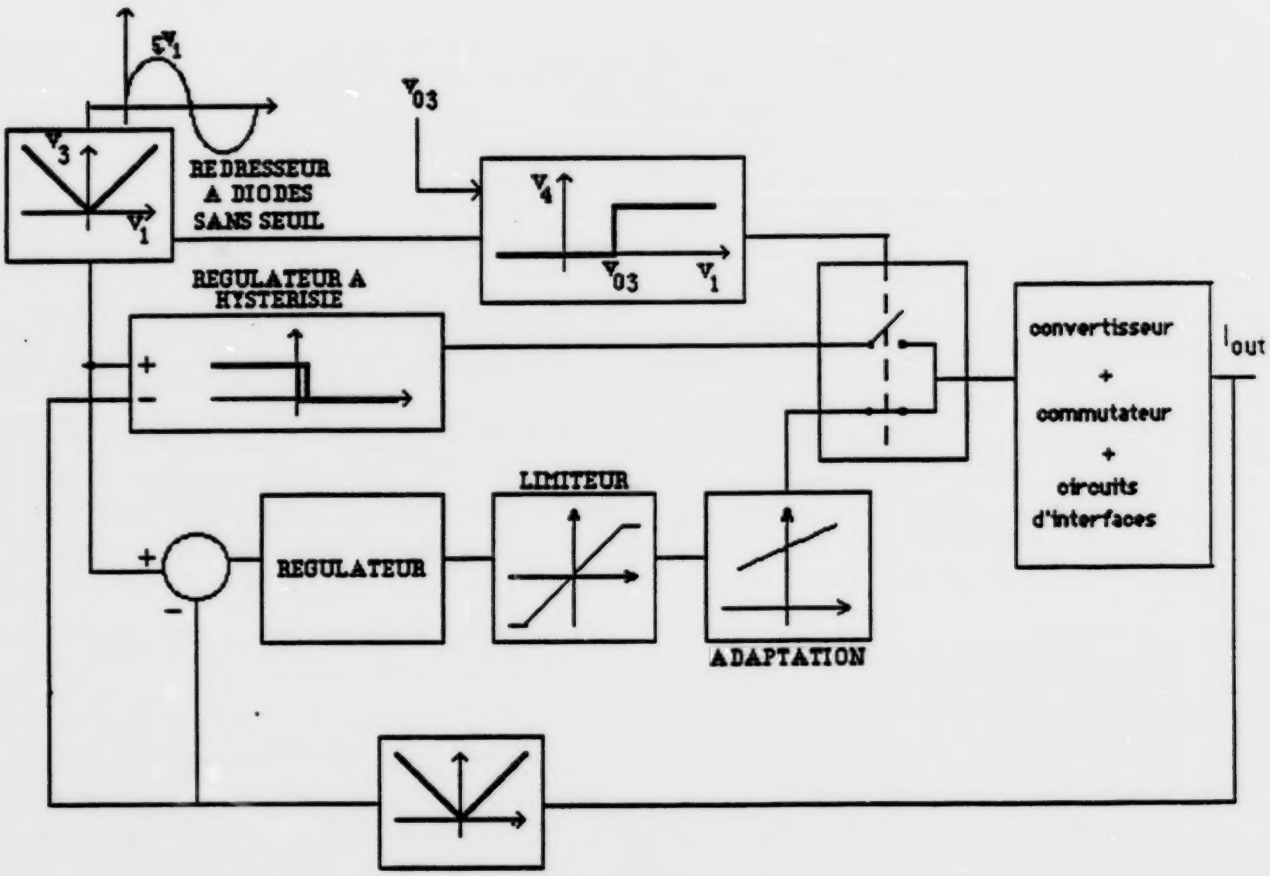


Figure 7.11.Diagramme de la boucle fermé

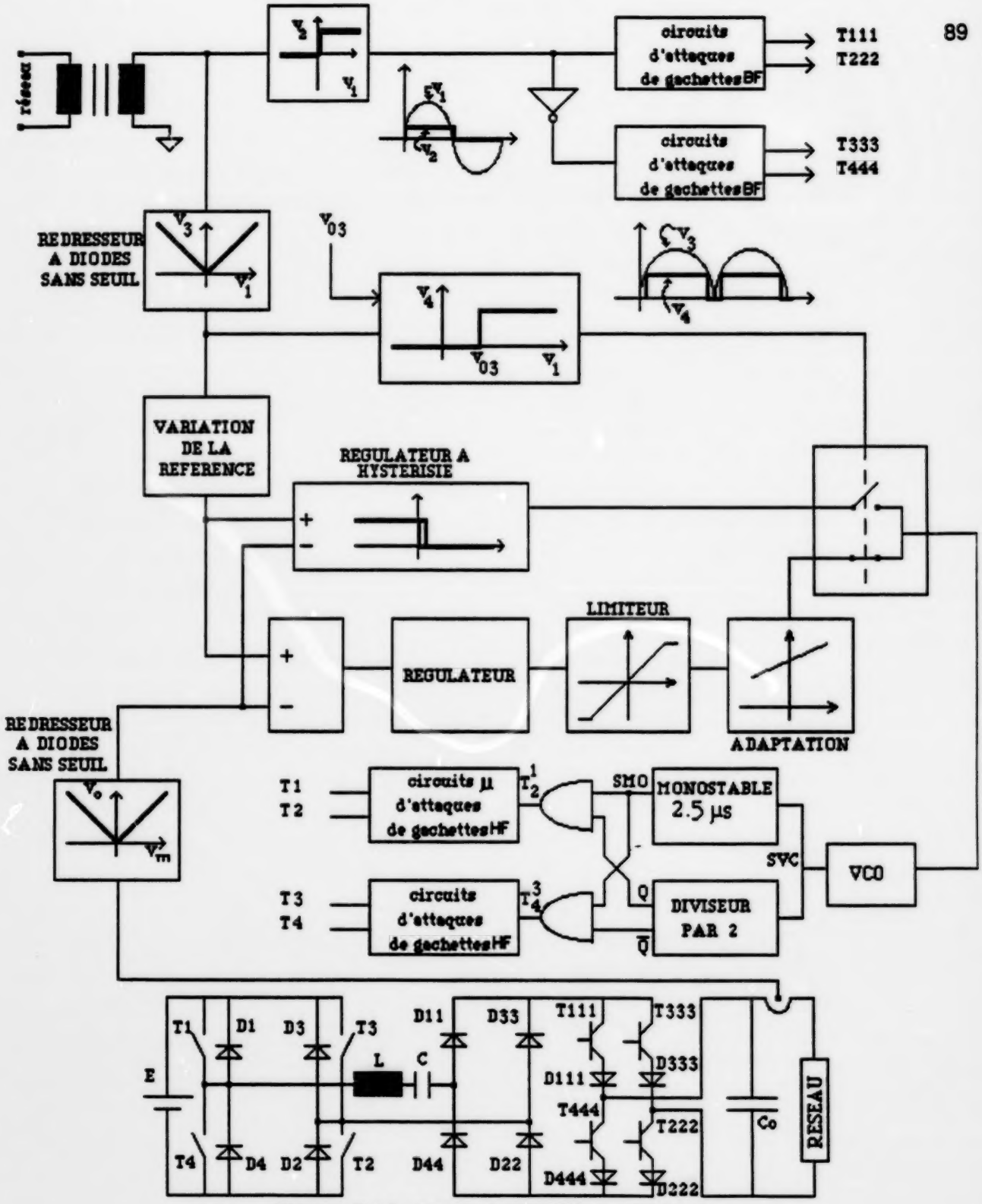


Figure 7.12,shema de l'unité au comipet

VIII-RESULTATS EXPERIMENTAUX:

La difficulté pour se procurer des interrupteurs pouvant contrôler la puissance désirée (5 kW) et les délais de livraison nous ont contraint à faire un premier dimensionnement pour une unité qui délivre une puissance de 2.5 kW

Pour une tension d'entrée (E = 170 V_{dc}) et une tension de sortie (V_{eff}=120 V) soit le réseau (V_{eff} = 120 V) et une fréquence de résonance de 200 kHz. On obtient les valeurs suivantes pour l'inductance L et le condensateur C, et ce à l'aide des équations développés au chapitre consacré au dimensionnement(chapitre 5);

$$L = 2.8 \text{ uH} \qquad C = 225 \text{ nF}$$

Les diffèrentes mesures présentées ci-dessous résument les résultats obtenus expérimentalements. Les figures 8.1 à 8.4 montrent les formes de courant et de tension dans les interrupteurs et les diodes. Ainsi, on notera que le blocage du COMFET s'effectue à courant nul (fig 8.1), donc les pertes à l'ouverture sont quasi-nulles. De plus, les gradiants de courant (fig 8.1 à 8.4) sont toujours contrôlés par le circuit oscillant lors de l'amorçage et du blocage, ainsi, les pertes par commutation sont bien gérées.

La figure 8.5, nous montre le plan de phase (tension de C vs courant dans L du circuit résonnant). On remarque que ce plan d'état est légérement différent de celui obtenue lors de l'étude théorique. Ceci est dû à l'amortissement (résistances séries parasites de l'inductance et du condensateur ainsi que la résistance due aux câblages).

Les figures 8.6 et 8.7 présentent le courant et la tension du circuit oscillant. Elles confirment bien les résultats de l'étude théorique et des simulations. En effet, pour la pleine charge (fig. 8.6) le courant dans les diodes est nul et pour un court-circuit de la charge (fig. 8.7) la valeur crête du courant dans les diodes est égale à celle des interrupteurs.

La figure 8.8, nous montre le courant délivré par le pont de diode soit le deuxième étage de puissance là aussi, on notera que les gradiants de courant sont toujours contrôlés par le circuit résonnant et que la mise en conduction des diodes s'effectue toujours lorsque le courant dans le circuit oscillant est nul, ainsi, on n'a pas de surtension.

la figure 8.9 illustre l'action du circuit de commande sur le convertisseur à résonance, soit la modulation de la fréquence de fonctionnement. Ce cas représente un interval où on a une augmentation du courant à la sortie.

La figure 8.10 donne le courant injecté dans le réseau ainsi que la tension, on notera que le facteur de puissance est unitaire. On rappele que ceci est obtenu grâce à la caractéristique source de courant de l'unité de puissance. De plus la qualité de la forme d'onde du courant et de la tension (sinusoïdale) est très bonne, ceci est dû à la fréquence de fonctionnement qui peut atteindre 100 kHz, ce qui confère au système une très grande dynamique.

En effet, la figure 8.11 démontre que le contenu harmonique du spectre d'amplitude du courant injecté dans le réseau est très faible. On a par exemple la troisième harmonique (180 Hz) qui ne représente que 2.6% de la fondamentale (60 Hz), aussi, on obtient un taux de distorsion harmonique total de 3.5%.

En guise de conclusion pour la partie associé aux résultats expérimentaux, on peut dire que les résutats obtenus, valident ceux des simulations ainsi que de l'étude analytico-graphique. De plus, les résultats obtenus au niveau des contraintes sur les interrupteurs sont aussi très satisfaisants car il reflétent les différentes réflexions et assertions avancé pour le COMFET.

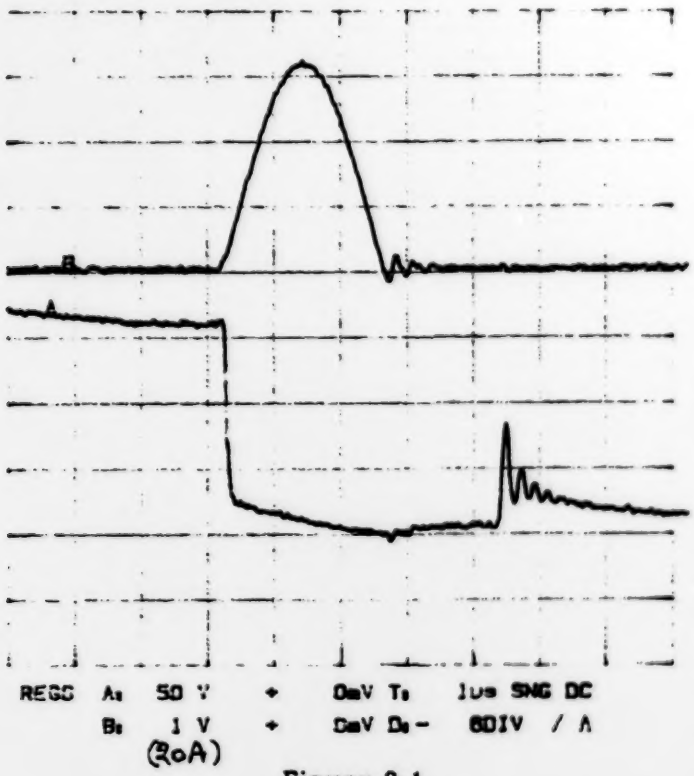


Figure 8.1

Courant et tension aux bornes d'un interrupteur

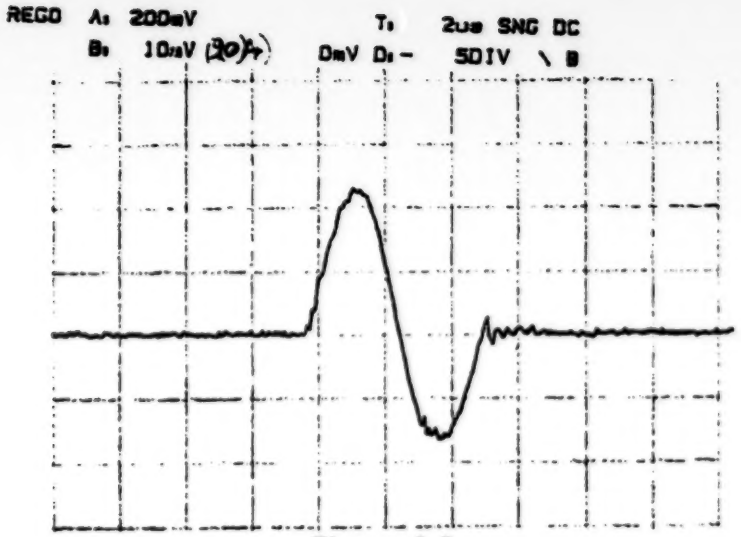


Figure 8.2

Courant dans un interrupteur ainsi que dans sa diodes antiparallèle

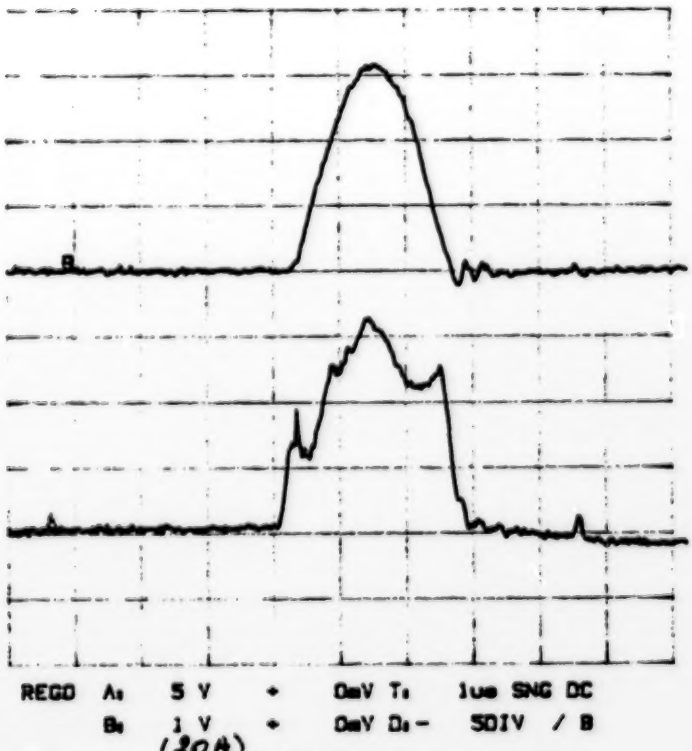


Figure 8.3

Courant dans un interrupteur et tension aux bornes de la gâchette

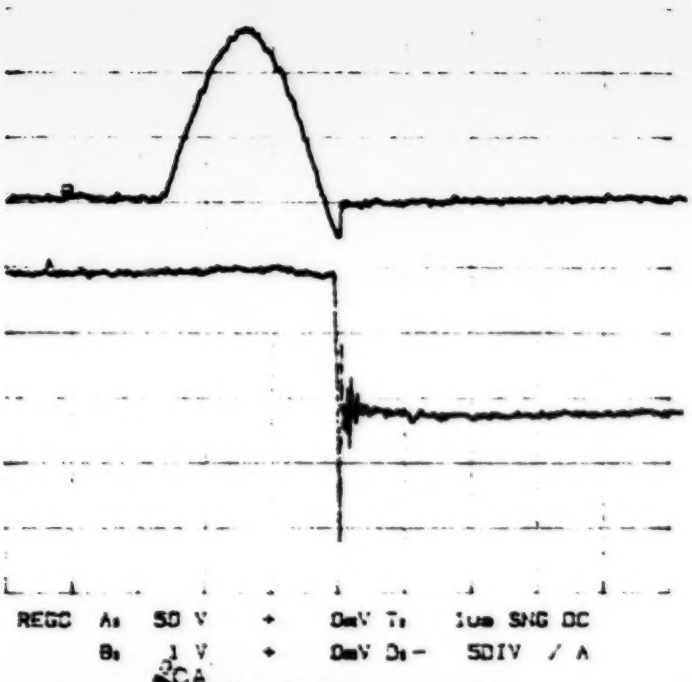


Figure 8.4

Courant et tension aux bornes d'une diode

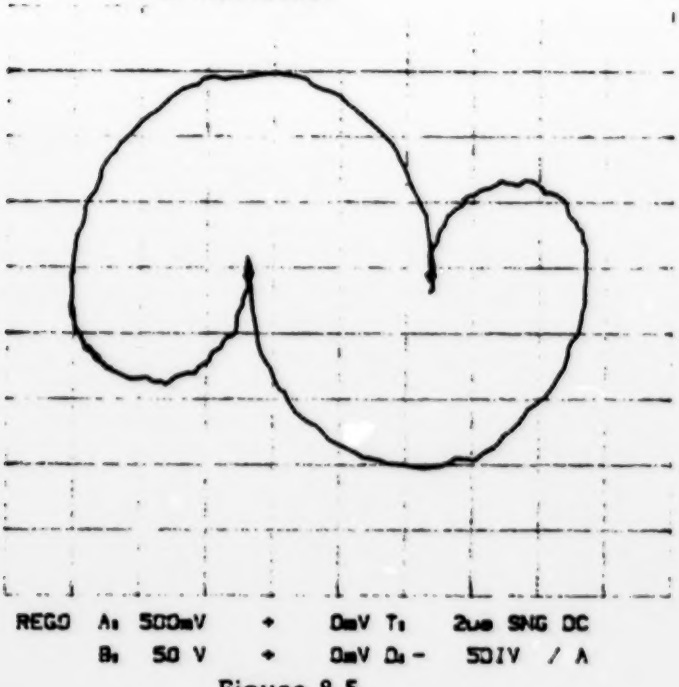
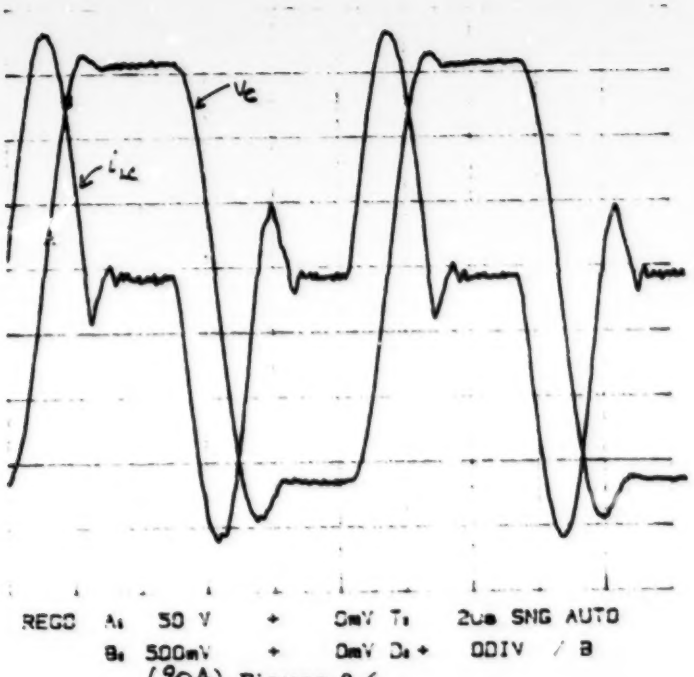


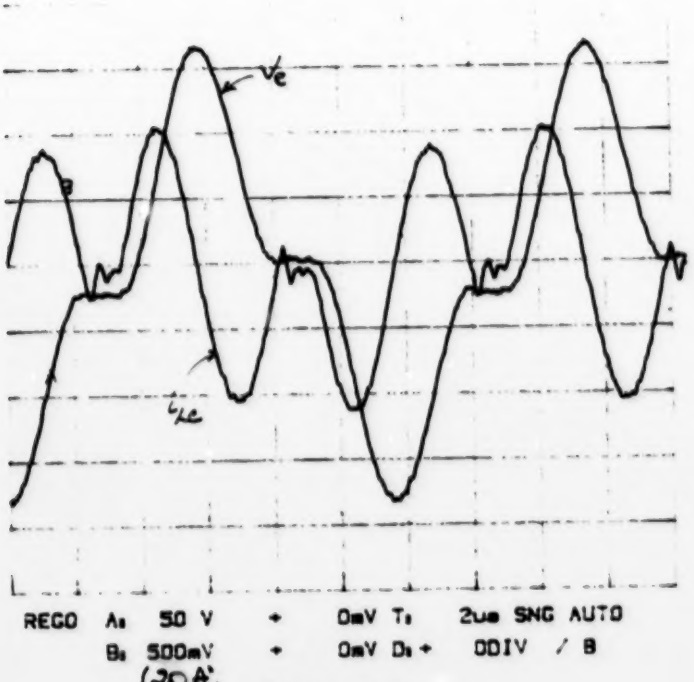
Figure 8.5

plan de phase pour charge intermédiaire.



(20A) Figure 8.6

Courant et tension dans le circuit résonnant pour la pleine charge



(20A)

Figure 8.7

Courant et tension dans le circuit résonnant pour un court circuit de la charge

Figure 8.8

Courant redressé aprés le pont des diodes

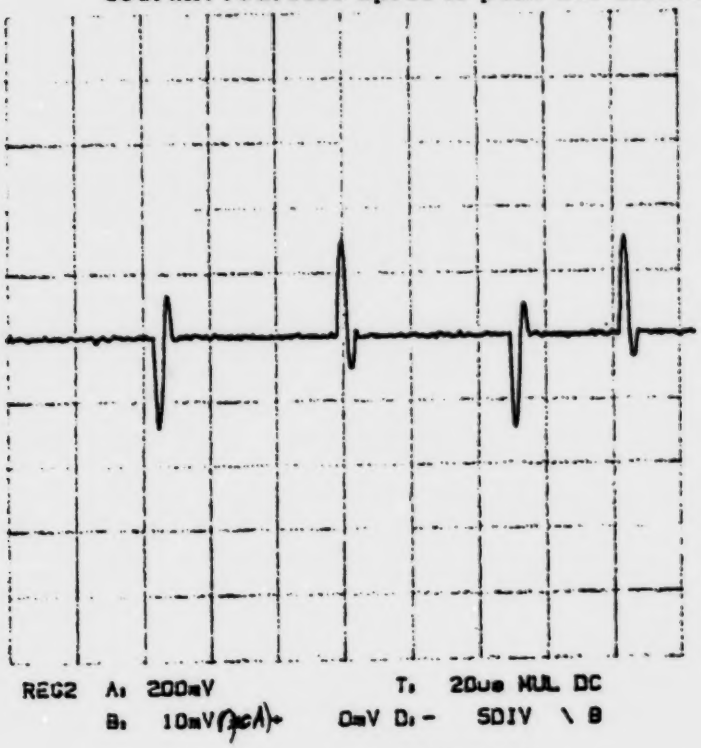


Figure 8.9

Courant dans le circuit ascillant modulé en fréquence

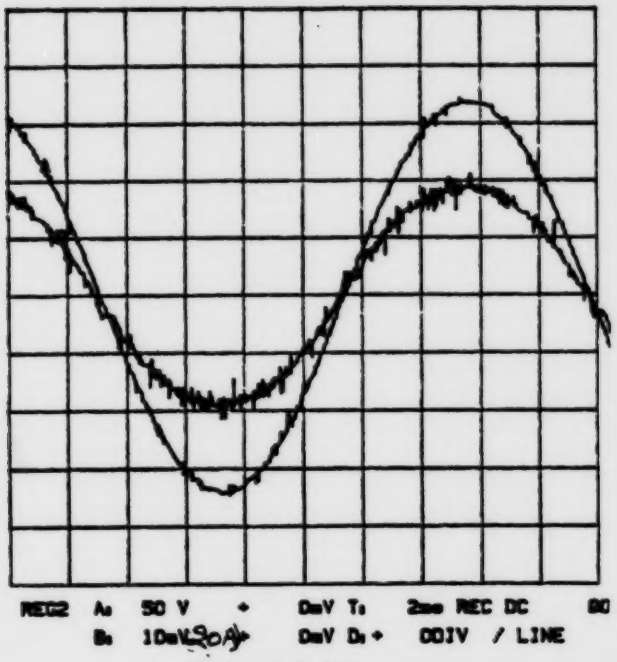


Figure 8.10

Tension et courant injecté dans le réseau pour la pleine charge

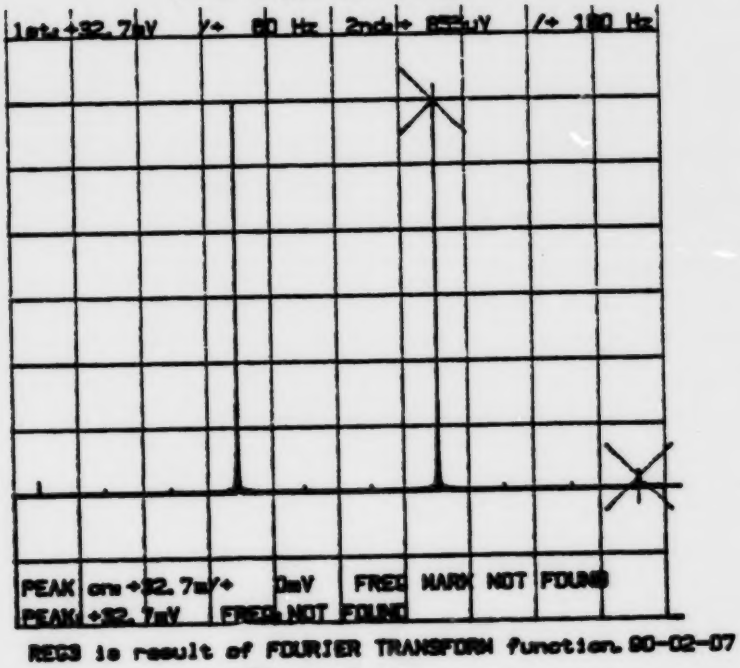


Figure 8.11

Spectre d'amplitude du courant injecté dans le réseau de distribution

CONCLUSION

Ce projet de recherche nous a permis d'étudier et de concevoir un convertisseur utilisant une nouvelle technologie. Le convertisseur que nous avons choisi pour cette application est du type courant - continu courant alternatif à liaison haute fréquence. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement sans compromettre les performances.

L'étude théorique de cette structure est complétée et un programme de simulation des régimes permanents dédié à la structure est devéloppé utilisant un micro-ordinateur. Bien que nous avons poussé l'étude théorique de cette structure, la réalisation du prototype et les essais expérimentaux n'ont pas permis d'atteindre la puissance desirée. La puissance maximale injectée dans le réseau est limitée à 2.5 kW. Cette limitation en puissance est due principalement aux semiconducteurs de puissance utilisés; aussi le prix et le delais de livraison sont des facteurs à considerer très sérieusement.

L'analyse des formes d'ondes obtenues par expérimentation (figure 8.10) montrent que le contenu harmonique du signal de courant injecté dans le réseau est très faible (inférieur à 0.3%). Donc, on a moins de puissance réactive consommée.

Les caractéristiques de sortie sont du type source de courant parfaite où le courant est indépendant de la tension du réseau. Donc découplage parfait entre le réseau et la source d'alimentation; conséquence, simplification de circuit d'asservissement et stabilité de fonctionnement sur tous les points d'opération. L'analyse en petit signal devéloppée au chapitre IV confirme bien ce propos.

Bien que l'objectif final n'est pas atteint au niveau de la puissance à la sortie, les connaissances acquisent tout le long de la période de réalisation de ce projet vont sans doute nous servir pour la continuité de devéloppement de nos recherches dans le domaine de l'électronique de puissance. La technologie d'avenir sera basée sur les convertisseurs à résonance et la recherche et devéloppement dans ce domaine sont en pleine expansion; la technologie devéloppée dans le

cadre de ce projet serait surement utilisable dans d'autre applications industrielles par exemple les sources d'alimentation pour l'industrie de télé-communication, les alimentations pour les machines à courant continu et les machines à courant alternatif

Nous croyons très fort que cette source d'intérface entre les cellules solaires et les utilisateurs une fois mise au point, elle sera prometteuse dans la proche avenir. Dans le but d'augmenter la puissance à la sortie et afin d'obtenir une alimentation triphasée, nous avons commencé le travail de recherche sur la structure triphasée et les résultats préliminaires nous semblent très intéressants

Le convertisseur cc-ca que nous avons mis au point sert d'un point de départ important pour la réalisation d'un convertisseur adapté au système de l'énergie solaire. Dans la prochaine etape, il est important de chercher un partenaire industriel afin de devélopper un prototype à l'échelle industrielle et qui sera facilement commercialisable.

RECOMMANDATIONS

Nous considerons nécessaire d'après notre expérience dans ce projet et dans le but d'avoir un suivi efficace et des résultats qui seront très vite exploités sur le plan technologique et commercial, que les points suivants seront à considerer:

1- Continuer la recherche sur le prototype pour obtenir l'unitée de 5 kW ou bien envisager la possibilité de la mise en parallèle de plusieurs unitées de 2.5 kW et d'etudier la stabilitée de fonctionnement de l'ensemble.

2- La mise au point d'un prototype industriel des sources d'alimentations en collaboration avec une société canadienne ce qui assurera une valorisation des travaux de recherche et un transfert de la technologie de l'université vers l'industrie.

3- Dans le but d'augmenter la puissance à la sortie et d'alimenter les machines électriques, il sera inévitable d'envisager le démarrage d'un nouveau projet de recherche qui vise à concevoir une nouvelle structure d'une source d'alimentation triphasée ayant les mêmes caractéristiques que l'alimentation monophasée.

ANNEXE A

CALCUL DES RAYONS R_1 ET R_2

1 - Calcul des rayons R1 et R2 pour $f_c/2 < f_s < f_c$:

plan de phase

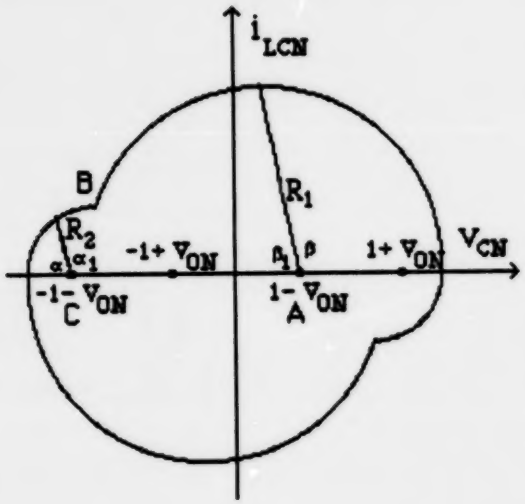


Figure A.1. Plan de phase

pour une trajectoire d'équilibre donnée on a toujours:

$$V_{CMAXN} = | V_{CMINN} | \qquad (1)$$

On a aussi les équation suivantes;

$$V_{CMAXN} = R_1 + (1 - V_{ON}) \qquad (2)$$

Et;

$$| V_{CMINN} | = R_2 + | - 1 - V_{ON} | \qquad (3)$$

Les équations 1, 2 et 3 nous donnent,

$$R_1 - R_2 = 2\ V_{ON} \qquad (4)$$

D'après le triangle ABC on a

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2\cos(\delta) = ([(1 - V_{0N}) - 0] + [|-1 - V_{0N}| - 0])^2$$

Or, $$\delta = (\pi - \alpha_1 - \beta_1)$$

De plus on a;

$$\alpha_1 = \pi - \alpha \qquad \text{et} \qquad \beta_1 = \pi - \beta$$

Donc, $$\delta = -\pi + \alpha + \beta$$

or, $$\cos (-\pi + \alpha + \beta) = \cos (\pi - \alpha - \beta)$$

Ainsi,

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2\cos (\pi - \alpha - \beta) = 2^2 \qquad (5)$$

Les équations 4 et 5 nous donnent le système suivant;

$$R_1 = R_2 + 2\ V_{ON}$$
$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2\cos (\pi - \alpha - \beta) = 2^2$$

En remplaçant R_1 dans la second équation par son expression on a;

$$R_2^2(2-2\cos(\pi-\alpha-\beta)+R_2\ (0+4V_{ON}-4V_{ON}\cos(\pi-\alpha-\beta))+4V_{ON}^2-4=0 \qquad (6)$$

En divisant les deux termes de l'égalité par 2 et sachant que;

$$\cos (\pi - \alpha - \beta) = - \cos (\alpha + \beta)$$

Et en factorisant on obtient;

$$R_2^2\left[\,1+\cos(a+b)\right]+4V_{ON}\left[\,1+\cos(a+b)\right]R_2+4(V_{ON}^2-1)=0 \qquad (7)$$

Ceci nous donne une équation du second ordre en R_2;

$$R_2^2+2\,V_{ON}\,R_2+2\,\frac{V_{ON}^2-1}{1+\cos(\alpha+\beta)}=0 \qquad (8)$$

La résolution de cette équation nous donne comme racine positive (sens physique);

$$R_2=-V_{ON}+\sqrt{V_{ON}^2-\frac{2(V_{ON}^2-1)}{1+\cos(\alpha+\beta)}} \qquad (9)$$

On aussi, $\qquad 2\cos^2((\alpha+\beta)/2)=1+\cos(\alpha+\beta)$

Ainsi en faissant la substitution et réduisant au même dénominateur on a;

$$R_2=-V_{ON}+\sqrt{\frac{2V_{ON}^2\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]-2V_{ON}^2+2}{2\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}} \qquad (10)$$

Aprés simplification et mise en facteur on a;

$$R_2=-V_{ON}+\sqrt{\frac{V_{ON}^2\left[\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]-1\right]+1}{\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}} \qquad (11)$$

Or on a, $\qquad -1+\cos^2(\delta)=-\sin^2(\delta)$

Donc l'expression devient;

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{-V_{ON}^2 \sin^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}{\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]} + \frac{1}{\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}} \qquad (12)$$

On a finalement;

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (13)$$

Des équations 4 et 13 on tire l'expression de R_1 soit;

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (14)$$

Or On a;

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

De plus;

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où;

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Donc les expressions de R1 et R2 deviennent;

$$R_1 = V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\pi}{2f_{SN}}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (15)$$

et;

$$R_2 = -V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\pi}{2f_{SN}}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (16)$$

1- Calcul des rayons R1 et R2 pour $f_s > f_L$:

plan de phase

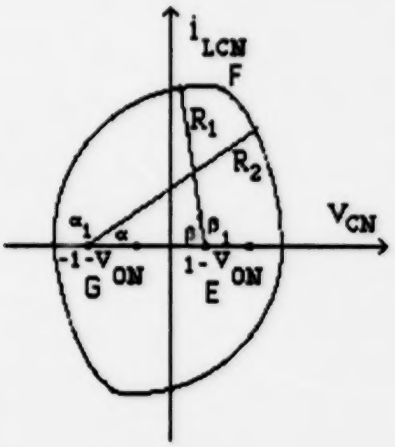


Figure A.2 plan de phase

pour une trajectoire d'équilibre donnée on a toujours:

$$V_{CMAXN} = |V_{CMINN}| \qquad (17)$$

On a aussi les équation suivantes;

$$V_{CMINN} = R_1 - (1 - V_{ON}) \qquad (18)$$

Et;

$$|V_{CMAXN}| = R_2 - |-1 - V_{ON}| \qquad (19)$$

Les équations 17, 18 et 19 nous donnent,

$$R_2 - R_1 = 2\,V_{ON} \qquad (20)$$

D'après le triangle EFG on a;

$$R_1^2 + R_2^2 - 2R_1R_2 \cos(\delta) = ([(1 - V_{0N}) - 0] + [|-1 - V_{0N}| - 0])^2$$

Or,

$$\delta = (\pi - \alpha - \beta)$$

or,

$$\cos (-\pi + \alpha + \beta) = \cos (\pi - \alpha - \beta)$$

Et;

$$\cos (\pi - \alpha - \beta) = \cos (\alpha + \beta)$$

$$R_1^2 + R_2^2 + 2R_1R_2 \cos(\alpha + \beta) = 2^2 \qquad (21)$$

Les équations 20 et 21 nous donnent le système suivant;

$$R_1 - R_2 - 2 V_{ON}$$

$$R_1^2 + R_2^2 + 2R_1R_2 \cos(\alpha + \beta) = 4$$

En remplaçant R_2 dans la second équation par son expression on a;

$$R_1^2 + R_1^2 + 4R_1V_{ON} + 4V_{ON}^2 + 2R_1^2 \cos(\alpha + \beta) + 4R_1V_{ON} \cos(\alpha + \beta) - 4 = 0$$

soit;

$$2R_1^2[1 + \cos(\alpha + \beta)] + 4V_{ON}[1 + \cos(\alpha + \beta)]R_1 + 4(V_{ON}^2 - 1) = 0$$

Ceci nous donne une équation du second ordre en R_1;

$$R_1^2 + 2V_{0N} R_1 + \frac{2(V_{ON}^2 - 1)}{1 + \cos(\alpha + \beta)} = 0 \qquad (22)$$

La résolution de cette équation nous donne comme racine positive (sens physique);

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{V_{ON}^2 - \frac{2(V_{ON}^2 - 1)}{1 + \cos(\alpha + \beta)}} \qquad (23)$$

On aussi, $\quad 2\cos^2((\alpha + \beta)/2) = 1 + \cos(\alpha + \beta)$

Ainsi en faissant la substitution et réduisant au même dénominateur on a;

$$R_1 = -V_{0N} + \sqrt{\frac{2V_{ON}^2 \cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 2V_{ON}^2 + 2}{2\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta)}{2}\right]}} \qquad (24)$$

Aprés simplification et mise en facteur on a;

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{V_{ON}^2\left[\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right] - 1\right] + 1}{\cos^2\left[\frac{\alpha + \beta}{2}\right]}} \qquad (25)$$

Or on a, $\quad -1 + \cos^2(\delta) = -\sin^2(\delta)$
Donc l'expression devient;

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{\frac{-V_{ON}^2 \sin^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}{\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]} + \frac{1}{\cos^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]}} \qquad (26)$$

d'où

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (27)$$

Des équations 20 et 27 on tire l'expression de R_2 soit

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\alpha+\beta}{2}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (28)$$

Or On a;

$$t_D + t_T = \frac{1}{2f_s}$$

De plus;

$$\alpha = w_r t_D$$

$$\beta = w_r t_T$$

D'où;

$$(\alpha + \beta) = \frac{2\pi f_s}{2f_s} = \frac{\pi}{f_{SN}}$$

Donc les expressions de R1 et R2 deviennent;

$$R_1 = -V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\pi}{2 f_{SN}}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (29)$$

Et;

$$R_2 = V_{ON} + \sqrt{1 + tg^2\left[\frac{\pi}{2 f_{SN}}\right]\left[1 - V_{ON}^2\right]} \qquad (30)$$

ANNEXE B

PROGRAMME DE SIMULATION DES CARACTERISTIQUES STATIQUES

```
C            PROGRAMME DEDIE AU CALCUL EN REGIME
C       PERMANANT POUR LE CONVERTISSEUR A RESONNACE SER
C
C
C
C                          GROUPE DE RECHERCHE
C                       EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
C                                1989
C-------------------------------------------------------------
C
C
      OPEN(1,FILE='INPUT')
      OPEN(2,FILE='OUTPUT')
      OPEN(3,FILE='RESVON')
      OPEN(4,FILE='RESILM')
      OPEN(5,FILE='RESVCM')
      OPEN(6,FILE='RESION')
      OPEN(7,FILE='RESIDM')
      OPEN(8,FILE='PHASE')
C
C
C-------------------------------------------------------------
C         CALCUL DE LA CARACTERISTIQUE DE SORTIE VON
C              POUR ( FSN<1 ) OU ( FSN > 1 )
C-------------------------------------------------------------
C
C
      H=2./100
      PI=3.14159227
      RN=.2
11    FSN = H
10    IF (FSN.LT.0.5) THEN
          VON = (4*RN*FSN)/PI
        IF (VON .GE. 1.) VON = 1.
        ELSEIF (FSN.LT.1) THEN
          A = PI/(2*RN*FSN)
          B = TAN(A*RN)**2
          C = A**2 + B*(A**2 + B)
          D = A**2 + B
          E = SQRT(C)
          VON = (A+E)/D
          IF (VON.GE.1.) VON = 1.
        ELSEIF (FSN.GT.1) THEN
          AB = PI/(2*RN*FSN)
          BB = TAN(AB*RN)**2
          CC = AB**2 + BB*(AB**2 +BB)
          DD = AB**2 + BB
          EE = SQRT(CC)
          VON = (EE-AB)/DD
      ENDIF
      WRITE (3,100) FSN,VON
      FSN =FSN +H
```

```
      56                    IF (FSN .GT. 2) GOTO 20
      57                    GOTO 10
      58              20    WRITE(3,101)
      59                    RN=RN+.2
      60                    IF (RN.LT.2.4) GOTO 11
      61              C
      62              C
      63              C-------------------------------------------------------
      64              C              CALCUL EN REGIME PERMANANT DU PLAN DE PHASE
      65              C-------------------------------------------------------
      66              C
      67                    ILAG = 0
      68                    VON = 0.7
      69                    FSN = 0.45
      70              66    IF (FSN.LT.1.) THEN
1     71                        IF(FSN.GT.0.5)  THEN
2     72                         RX = TAN(PI/(2*FSN))**2
2     73                       ELSE
2     74                        RX = 0
2     75                         ENDIF
1     76                      RY = RX*(1-VON**2) +1.
1     77                      R1 = VON + SQRT(RY)
1     78                      R2 = - VON + SQRT(RY)
1     79                      ALPHA = PI - ACOS((4 + R2**2 - R1**2)/(4*R2))
1     80                      BETA = ACOS((-4 - R1**2 + R2**2)/(4*R1))
1     81                     XX = ALPHA + BETA
1     82                     YY = PI/FSN
1     83                     PRINT *, XX,YY
1     84                      DO 77 AA = 0, ALPHA , (ALPHA/80)
1     85                            VC = -1 -VON - R2*COS(AA)
1     86                            ILC = R2*SIN(AA)
1     87                              IF (ILAG.EQ.1) THEN
2     88                                   VC = -VC
2     89                                   ILC = -ILC
2     90                              ENDIF
1     91                            WRITE(8,100) VC, ILC
1     92                77    CONTINUE
1     93                      WRITE (8,101)
1     94                      DO 88 BB = BETA, 0,-(BETA/80)
1     95                          VC = 1- VON - R1*COS(PI-BB)
1     96                          ILC = R1*SIN(BB)
1     97                          IF(ILAG.EQ.1) THEN
2     98                            VC= -VC
2     99                            ILC=-ILC
2    100                          ENDIF
1    101                          WRITE(8,100) VC,ILC
1    102                88    CONTINUE
1    103                      WRITE (8,101)
1    104                       ELSE
1    105                      RXX = TAN(PI/(2*FSN))**2
1    106                      RYY = RXX*(1-VON**2) +1.
1    107                      RZZ =SQRT (RYY)
1    108                      R1 = -VON +RZZ
1    109                      R2 = VON + RZZ
1    110                      ALPHA = ACOS((4-R1**2+R2**2)/(4*R2))
1    111                      BETA = ACOS((4-R2**2+R1**2)/(4*R1))
1    112                       XX= ALPHA + BETA
```

```
1   113                      YY= PI/FSN
1   114                      PRINT *, XX, YY
1   115                     DO 44 BB = 0, BETA, (BETA/80)
1   116                         VC = 1 - VON - R1*COS(BB)
1   117                         ILC = R1*SIN(BB)
1   118                         IF(ILAG.EQ.1) THEN
2   119                              VC = -VC
2   120                              ILC = -ILC
2   121                         ENDIF
1   122                       WRITE (8,100) VC,ILC
1   123              44       CONTINUE
1   124                     WRITE (8,101)
1   125                          DO 55 AA = ALPHA, 0,-(ALPHA/80)
1   126                              VC = -1 -VON + R2*COS(AA)
1   127                              ILC = R2*SIN(AA)
1   128                            IF(ILAG.EQ.1) THEN
2   129                              VC = -VC
2   130                              ILC = -ILC
2   131                            ENDIF
1   132                          WRITE (8,100) VC,ILC
1   133               55         CONTINUE
1   134                          WRITE(8,101)
1   135                        ENDIF
1   136            C
    137                       IF (ILAG.EQ.1) GOTO 99
    138                       IF (ILAG.EQ.0) ILAG=1
    139                     GOTO 66
    140              99     CONTINUE
    141            C
    142            C
    143            C
    144                     VON = 0.1
    145            13       FSN = 1.06
    146            12       IF (ABS(FSN-1.).LT.1E-6) GOTO 23
    147                     IF (FSN .LT.0.5) THEN
1   148                        CILM = 1 + VON
1   149                        CIDM = 1 - VON
1   150                        VCM = 2.
1   151                        CIOUT = 4*FSN/PI
1   152                      ELSEIF (FSN.LT.1.) THEN
1   153                       RX = TAN(PI/(2*FSN))**2
1   154                       RY = RX*(1-VON**2) +1.
1   155                       CILM = VON + SQRT (RY)
1   156                       VCM = CILM +1-VON
1   157                       CIOUT = (1. + SQRT(RY))*2.*FSN/PI
1   158                       R11 = VON + SQRT(RY)
1   159                       R22 = - VON + SQRT(RY)
i   160                       ALPHA = PI - ACOS((4 + R22**2 - R11**2)/(4*R2
1   161                       IF (ALPHA.GT.PI/2) THEN
2   162                            CIDM = R22
2   163                         ELSE
2   164                            CIDM = R22 * SIN (ALPHA)
2   165                       ENDIF
1   166                      ELSEIF (FSN.GT.1.) THEN
1   167                       RXX = TAN(PI/(2*FSN))**2
1   168                       RYY = RXX*(1-VON**2) +1.
1   169                       RZZ =SQRT (RYY)
```

```
PROGRAM SERIELC     74/830  OPT=3, ROUND= A/ S/ M/-D, -DS      FTN

1    170                        R1 = -VON +RZZ
1    171                        R2 = VON + RZZ
1    172                        VCM = R1 - 1 + VON
1    173                        CIOUT = (R1+R2-2. )*FSN/PI
1    174                        BETA =  ACOS((4-R2**2+R1**2)/(4*R1))
1    175                        CIDM = R2 * SIN (ALPHAA)
1    176                        IF(BETA. LT. PI/2) THEN
2    177                          CILM = R1*SIN(BETA)
2    178                          ELSE
2    179                          CILM = R1
2    180                        ENDIF
1    181                      ENDIF
     182                      WRITE (4,100) FSN , CILM
     183                      WRITE (5,100) FSN , VCM
     184                      WRITE (6,100) FSN , CIOUT
     185                      WRITE (7,100) FSN , CIDM
     186              23      FSN =FSN + H
     187                      IF (FSN. GT. 2. 00) GOTO 21
     188                      GOTO 12
     189              21      WRITE (4,101)
     190                      WRITE (5,101)
     191                      WRITE (6,101)
     192                      WRITE (7,101)
     193                      VON =VON + 0. 1
     194                      IF (VON. GT. 1) GOTO 22
     195                      GOTO 13
     196              22      CLOSE(3)
     197                      CLOSE (4)
     198                      CLOSE(5)
     199                      CLOSE(6)
     200                      CLOSE(7)
     201              100     FORMAT (F9. 6, 2X, F20. 10)
     202              101     FORMAT( 'FIN')
     203                      STOP
     204                      END


--VARIABLE MAP--(LO=M/A/R)
 -NAME---ADDRESS --BLOCK-----PROPERTIES-------TYPE---------SIZE---REFERENCE

  A          771B                              REAL                39/S
  AA        1007B                              REAL                84/C
  AB         773B                              REAL                47/S
  ALPHA     1003B                              REAL                79/S
                                                                   161
  ALPHAA    1031B              UND/*S*         REAL               175/A
  B         NONE                               REAL                40/S
  BB         774B                              REAL                48/S
                                                                   117/A
  BETA      1004B                              REAL                80/S
                                                                   176
  C         NONE                               REAL                41/S
  CC        NONE                               REAL                49/S
  CIDM      1025B                              REAL               149/S
  CILM      1024B                              REAL               148/S
  CIOUT     1027B                              REAL               151/S
  D          772B                              REAL                42/S
```

ANNEXE C

CIRCUIT ET DONNÉES POUR ATOSEC5

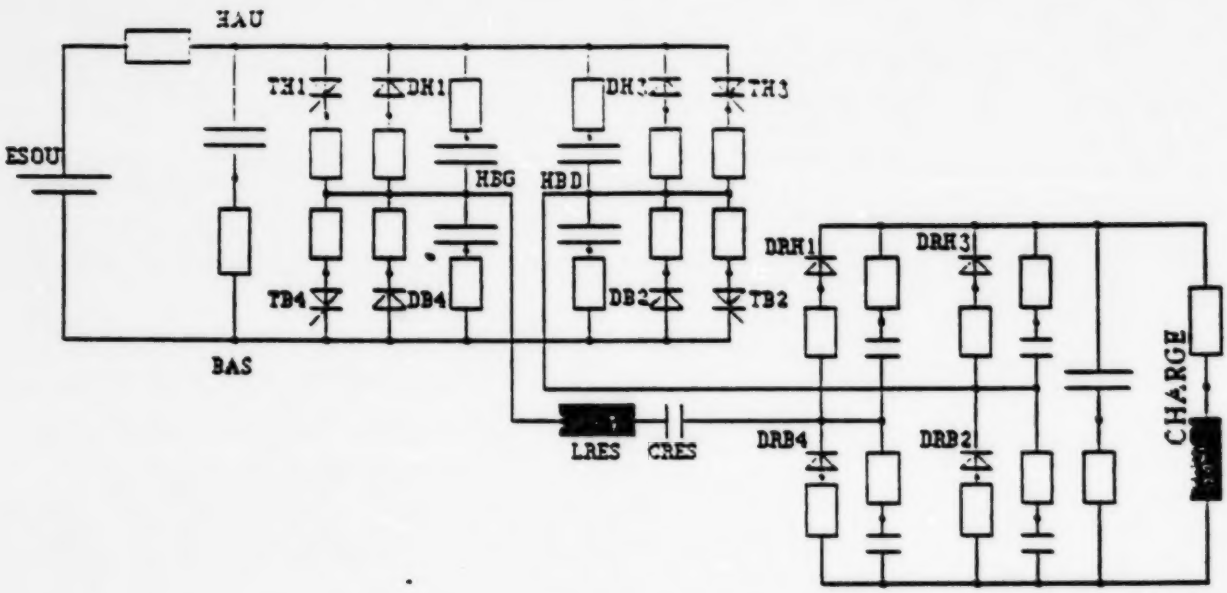


FIGURE 6

MONTAGE SIMULÉ PAR ATOSEC5

```
$DESCRIPTION DU CIRCUIT
$ DONNEES POUR LE CONVERTISSEUR DC-AC
$ PROJET EMR-INRS-ENERGIE
$ 1989-11-14
E, ESOU, BAS, HAS
R, RESO, HAS, HAU, 0.01
R, RCSO, HBS, BAS, 0.01
C, CSOU, HAU, HBS, 5, MU
$
S, TYH1, HAU, TH1, 0.01, MU
R, RTY1, TH1, HBG, 0.01
D, DIH1, DH1, HAU, 0.01, MU
R, RDI1, DH1, HBG, 0.01
R, RTD1, HAU, SH1, 100
C, CTD1, SH1, HBG, 0.001, MU
$
S, TYH3, HAU, TH3, 0.01, MU
R, RTY3, TH3, HBD, 0.01
D, DIH3, DH3, HAU, 0.01, MU
R, RDI3, DH3, HBD, 0.01
R, RTD3, HAU, SH3, 100
C, CTD3, SH3, HBD, 0.001, MU
$
S, TYB4, TB4, BAS, 0.01, MU
R, RTY4, HBG, TB4, 0.01
D, DIB4, BAS, DB4, 0.01, MU
R, RDI4, DB4, HBG, 0.01
R, RTD4, BAS, SB4, 100
C, CTD4, SB4, HBG, 0.001, MU
$
S, TYB2, TB2, BAS, 0.01, MU
R, RTY2, HBD, TB2, 0.01
D, DIB2, BAS, DB2, 0.01, MU
R, RDI2, DB2, HBD, 0.01
R, RTD2, BAS, SB2, 100
C, CTD2, SB2, HBD, 0.001, MU
$
L, LRES, HBG, NLC, 7.5, MU
C, CRES, NLC, NP2, 0.09, MU
$
D, DRH1, DR1, NHA, 0.01, MU
R, RDR1, DR1, HBD, 0.01
R, RDH1, NHA, SR1, 100
C, CDH1, SR1, HBD, 0.001, MU
$
D, DRH3, DR3, NHA, 0.01, MU
R, RDR3, DR3, NP2, 0.01
R, RDH3, NHA, SR3, 100
C, CDH3, SR3, NP2, 0.001, MU
$
D, DRB4, DR4, HBD, 0.01, MU
R, RDR4, DR4, NBA, 0.01
R, RDB4, HBD, SR4, 100
C, CDB4, SR4, NBA, 0.001, MU
$
D, DRB2, DR2, NP2, 0.01, MU
R, RDR2, DR2, NBA, 0.01
R, RDB2, NP2, SR2, 100
C, CDB2, SR2, NBA, 0.001, MU
$
C, CCHA, NHA, NCR, 5, MU
R, RCCH, NCR, NBA, 0.01
R, RCHA, NHA, NLA, 13.8
L, LCHA, NLA, NBA, 10, MU
```

```
$
$CONDITIONS INITIALES POUR LES VARIABLES D ETAT
1,CSOU,170
$SOURCES COMMANDEES
0
$SOUCES ET VARIABLES D ETAT ADDITIONNELLES
0
$NOMBRE TOTAL DE SEMI-CONDUCTEURS
12
$DONNEES RELATIVES AUX SOURCES
1,-170,0,0,0,0
$DONNEES SUPLEMENTAIRES RELATIVES AUX SEMI-CONDUCTEURS
$SOURCE DE SYNCHRONISATION
5,100,50E+3,0,55,90E+3
1,0,0,0,0,0
5,100,50E+3,0,56,90E+3
1,0,0,0,0,0
5,100,50E+3,0,56,90E+3
1,0,0,0,0,0
5,100,50E+3,0,55,90E+3
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
$ETAT INITIAL DES SEMI-CONDUCTEUR
0,0,0,0,0
0,0,0,0,0
0,0
$COURANT DE MAINTIEN
.01,.01,.01,.01,.01
.01,.01,.01,.01,.01
.01,.01
$TENSIONS D AMORCAGE MINIMALES
2,2,2,2,2
2,2,2,2,2
2,2
$LARGEUR D IMPULSION
3,0;3,0,3
0,3,0,0,0
0,0
$TEMPS DE RECOUVREMENT
1E-6,1E-6,1E-6,1E-6,1E-6
1E-6,1E-6,1E-6,1E-6,1E-6
1E-6,1E-6
$CARTES POUR LES PARAMETRES DE CONTROL
0,3E-4,1E-7,0,0,0,5,150,10
5,0,0,0,0,0,0,0,0
0,20E+3,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
```

ANNEXE D

PROGRAMME DE SIMULATION DE REGIME DYNAMIQUE

```
clear;
Fsno = 1.3;
Rno = 1/3;
Vino = 1;
M = 627.45;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% CALCUL DU GAIN STATIQUE dVon/dFsn
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

www = 1;
for Rn = .1: 1:2
w1 = 1;
for Fsn = .5: .01: 2
AA = pi/(2*Rn*Fsn);
BB = pi^2/(2*(Rn^2)*Fsn^3);
CC = tan(pi/(2*Fsn));
DD = (cos(pi/(2*Fsn)))^2;
EE = pi/(2*Fsn);
FF = (AA^2+2*CC^2);
HH = (CC*pi)/(DD*Fsn^2);
GG = 0.5*(-BB-HH*FF-(CC^2)*BB);
if Fsn < 1
  II = GG/sqrt(AA^2+CC^2*(AA^2+CC^2))-(pi/(2*Rn*Fsn));
end;
if Fsn > 1
  II = GG/sqrt(AA^2+CC^2*(AA^2+CC^2))+(pi/(2*Rn*Fsn));
end;
NN1 = II*(AA^2+CC^2);
if Fsn < 1
  JJ = (BB+HH)*(AA+sqrt(AA^2+(CC^2)*(AA^2+CC^2)));
end;
if Fsn > 1
  JJ = (BB+HH)*(-AA+sqrt(AA^2+(CC^2)*(AA^2+CC^2)));
end;
NN = NN1+JJ;
DD1 = (AA^2+CC^2)^2;
GSTAT(w1,www)=NN/DD1;
if Fsn==Fsno
   if Rn==Rno
      Gain=GSTAT(w1,www);
   end;
end;
W(w1) = Fsn;
w1 = w1+1
end;
www=www+1
end;
plot(W,GSTAT);grid;
title('GAIN STATIQUE DE LA FONCTION DE TRANSFERT Von/Fsn');
xlabel('fs/fr'); ylabel('dVon/dFsn');
pause;
```

```
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT A PARTIR DES MATRICES D'ETAT
%                              ET
%              TRACAGE DU DIGRAMME DE BODE (GAIN ET PHASE)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Rn=Rno;

TT=(tan(pi/2*Fsno))^2;
CONS=pi/(2*Rn*Fsno);
if (Fsno > 1)
   CONS=-CONS;
end;

Von=(CONS+sqrt(CONS^2+TT*(CONS^2+TT)))/(CONS^2+TT);
R1o=Von+sqrt(1+TT-(Von^2)*TT);
R2o=R1o-2*Von;
if (Fsno > 1)
   XxX = R1o;
   YyY = R2o;
   R1o = YyY;
   R2o = XxX;
end;
Alpha = pi-acos((4+R1o^2-R2o^2)/(4*R1o));

X1o = R2o*sin(Alpha);
if(Fsno>1)
   X2o = Vino-Von+R2o*cos(Alpha)
end;

if (Fsno<1)
  X2o = Vino+Von+R2o*cos(Alpha);
end;
X3o = Von;

Trans=Vino-X3o+X2o;

R1=sqrt(X1o^2+(Trans)^2);
R2=R1-2*X3o;

Beta=pi-atan(X1o/Trans);
Alfa=(pi/(Fsno)-Beta);
if (Fsno>1)
   XX=R1;
   YY=R2;
   ZZ=Beta;
   WW=Alfa;
   R1=YY;
   R2=XX;
   Beta=WW;
   Alfa=ZZ;
end;
```

```
Trans1=2-cos(Alfa)-cos(Beta);
Trans2=R1*sin(Beta)-R2*sin(Alfa);

G1x1=(X1o*sin(Alfa)/R1)+(R2*Trans*cos(Alfa)/R1^2);
G1x2=((Trans*sin(Alfa))/R1)-(R2*X1o*cos(Alfa)/R1^2);
G1x3=-G1x2-2*sin(Alfa);

G2x1 (X1o*cos(Alfa)/R1)-(R2*Trans*sin(Alfa)/R1^2);
G2x2=(Trans*cos(Alfa)/R1)+(R2*X1o*sin(Alfa)/R1^2);
if (Fsno>1)
   G2x3 = -G2x2-(2*cos(Alfa))-1;
end;
if (Fsno<1)
   G2x3 = -G2x2-(2*cos(Alfa))+1;
end;

G3x1=(1/M)*((X1o*Trans1/R1)-(Trans*Trans2/R1^2));
G3x2=(1/M)*((Trans*Trans1/R1)+(X1o*Trans2/R1^2));
G3x3=-G3x2-(2*(1-cos(Alfa)))/M+1-pi/(M*Rn*Fsno);

G1f=-(pi*R2/Fsno^2)*cos(Alfa);
G2f=(pi*R2/Fsno^2)*sin(Alfa);
G3f=(pi/M*Fsno^2)*((X3o/Rn)-R2*sin(Alfa));

G1v=G1x2;
G2v=G2x2+1;
G3v=G3x2;

A=[G1x1 G1x2 G1x3
   G2x1 G2x2 G2x3
   G3x1 G3x2 G3x3]

B=[G1f G1v
   G2f G2v
   G3f G3v]

C=[0 0 1];

D=[0 0];

[num,den]=ss2tf(A,B,C,D,1)

pause;
w=logspace(-4,1);
[mag,phase]=dbode(A,B,C,D,1,w);
mdb=20*log10(mag);

semilogx(w,mdb,'r');
title('GAIN EN FONCTION DE LA FREQUENCE "BODE"');
grid;xlabel('FREQUENCE');ylabel('GAIN EN dB');
pause;
semilogx(w,phase,'g');
title('PHASE EN FONCTION DE LA FREQUENCE "BODE"');
grid;xlabel('FREQUENCE');ylabel('PHASE');
pause;
```

ANNEXE E

IXYS

COMFET DATA SHEETS

ADVANCED TECHNICAL DATA SHEET* DATA SHEET NO. 41-0078

MOSBLOC™ Series
Phase-Leg Power MOSIGBT Module

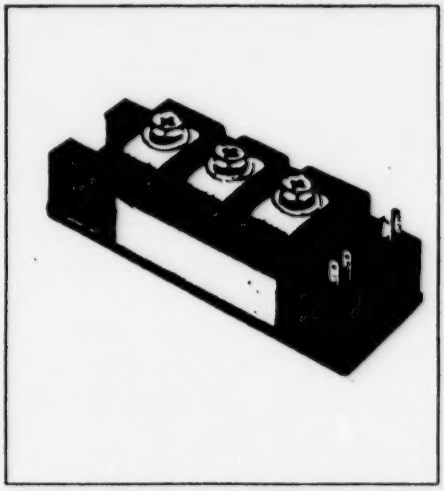
N-Channel Enhancement Mode HDMOS™ Family

IXGQ50N60Y4

$I_{C(cont)}$ 50A
$V_{(BR)CES}$ 600V
$V_{CE(sat)}$ 4.0V

FEATURES:

- Fast switching times
- Low $V_{CE(sat)}$ HDMOS process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Reduced input capacitance
- Isolated baseplates for easy mounting

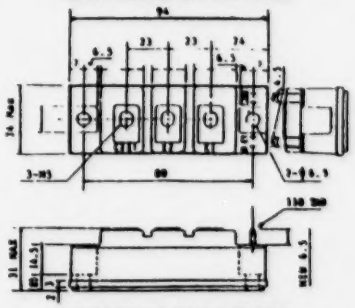


*The data supplied herein reflects the Design Technical Objective Specification. The subject products are in Product Development. IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions without notice.

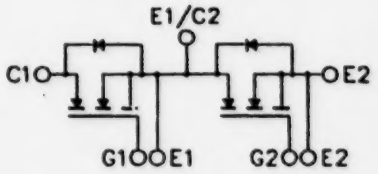
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IXGQ50N60Y4	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{(BR)CES}$	600	V_{DC}
Collector-Gate Voltage	$V_{(BR)CGR}$	600	V_{DC}
Gate-Emitter Voltage	V_{GES}	±20	V_{DC}
Collector Current			
Continuous (DC)	I_C	50	Amps
Pulsed (1mS)	I_{CM}	100	Amps
Diode Current			
Continuous (DC)	I_C	50	Amps
Pulsed (1mS)	I_{CM}	100	Amps
Total Power Dissipation @25°C	P_C	300	Watts
Derate above 25°C		2.3	W/°C
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to 125	°C
Isolation Voltage (1 minute)	V_{isol}	2500	V_{AC}
Screw Torque			
Mounting Flanges		30	kg*cm
Terminals		30	kg*cm

OUTLINE DRAWING



CIRCUIT DIAGRAM



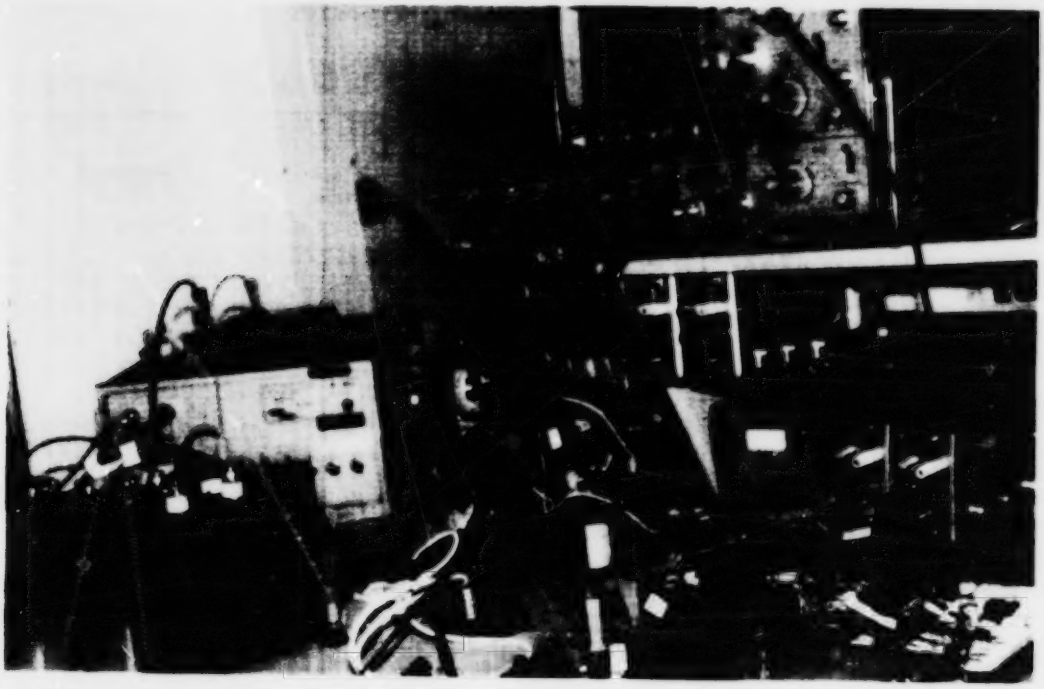


Photo 1. Devéloppement d'un bras à thyristors duaux

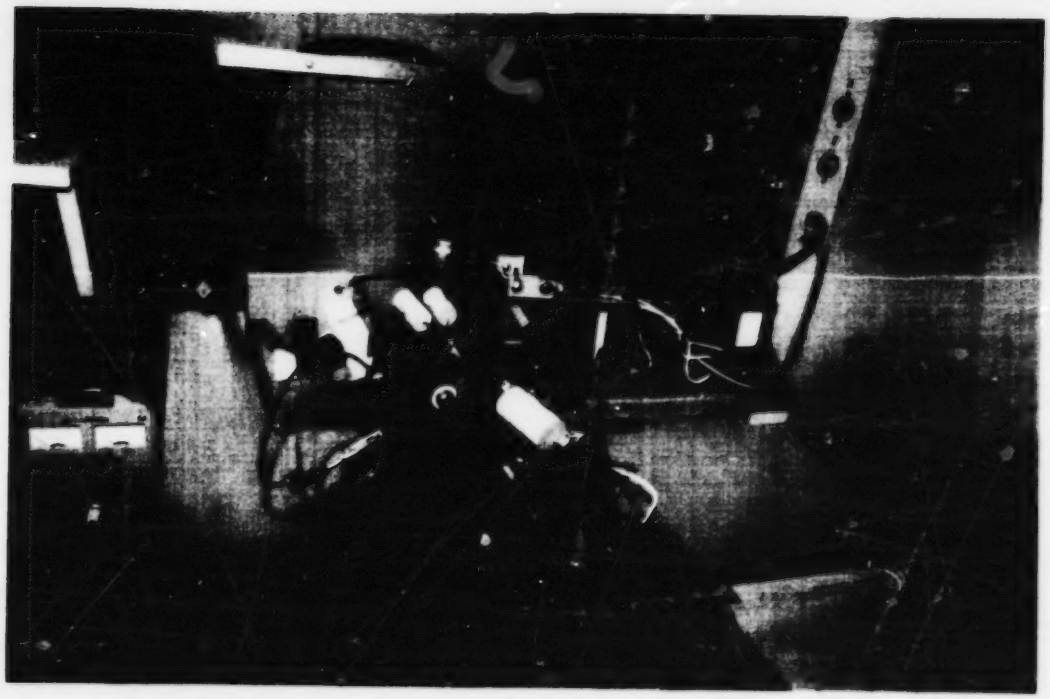


Photo 2. Premier prototype de 1 kW

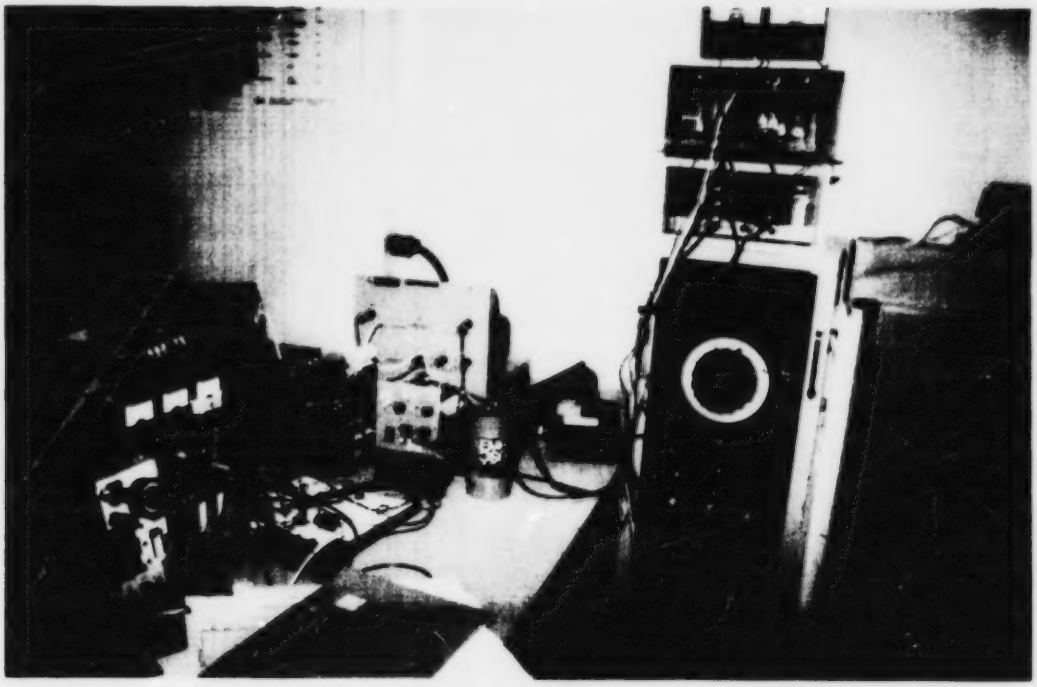


Photo 3. Schéma de devéloppement du deuxième prototype avec son circuit de commande.

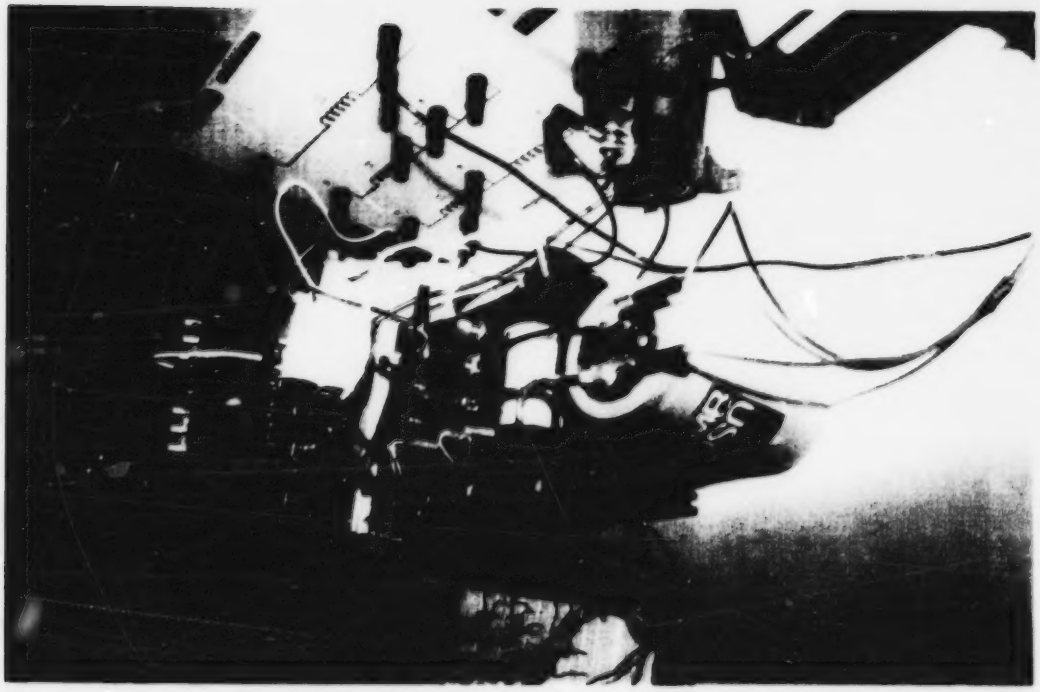


Photo 4. Deuxième prototype de 2.5 kW

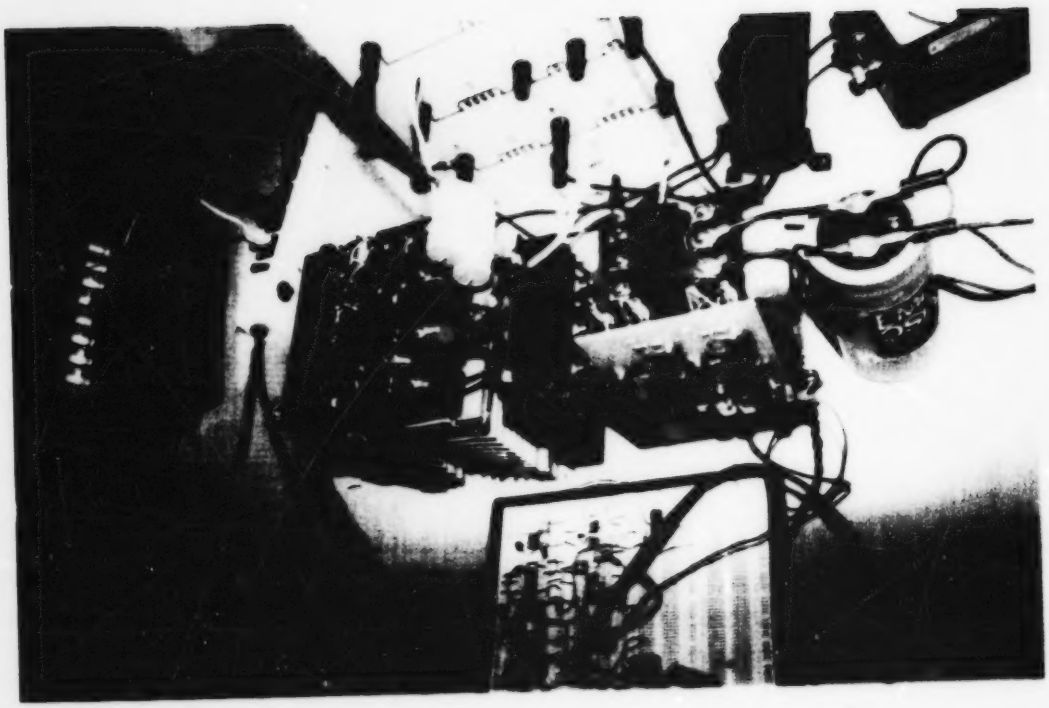


Photo 5. Le prototype final, on remarque le circuit de commande , le transformateur qui sert comme circuit d'interface.

REFERENCES

[1] A. Cheriti et al. A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drives. power electronics specialist conference, San Antonio Texas, USA, June 10-15, 1990.

[2] T.M. Galloway and al. Comparison of Design for Photovoltaic Power Conditionners, Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico87185, USA, July 1986 (38 pages).

[3] R. Chaffaï, K. Al-Haddad et V. Rajagopalan, A 5 kW Utility Interactive Inverter Operating at High Frequency and Using Zero Current Turn Off COMFET Switches. IEEE , Industry Application Society,IAS, October 7-12, 1990, Seattle, Washington, USA.

[4] R. Chaffaï, K. Al-Haddad et V. Rajagopalan,"High Frequency Inverter Using Zero Current Turn Off COMFET Switches for Solar Energy Conversion", International Telecommunications Energy Conference INTELEC 90. Orando Florida , USA, October 21-25,1990.

[5] NGUYEN V.,J DHYANCHAND, and P. THOLLOT, "Steady-State and Small-Signal Analysis of Series-Resonant Converter: a Novel Graphical Approch". IEEE IAS annual Meeting, 1986 Record, page 692-701.

[6] R. Oruganti, "State Plan Analysis of Converters ", Ph.D thesis, Virginia Polytechnic a State University Blacksburg, 1987.

[7] V. RAJAGOPALAN, "Computer-aided Analysis of power electronic systems", Marcel Dekker,inc ATOSEC5 Manuel d'utilisation, département d'ingénierie U.Q.T.R. version 1988.

[8] K. AL HADDAD, "Etude des différents stratégies de controle d'un convertisseur à résonance. Application à l'alimentation haute tension d'un Laser CO_2. Thèse de doctorat, Toulouse,1988.

[9] IXYS' Technology update power semiconductor, Hdmos yields power Mosfets.Electronic engineering times, April 14, 1986.